



Universidad
Carlos III de Madrid
www.uc3m.es

Trabajo de Fin de Grado

DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR
CONMUTADO PARA UN DISPOSITIVO MÓVIL

Trabajo de Fin de Grado

Grado en Ingeniería Electrónica, Industrial y Automática

Departamento de Tecnología Electrónica

Curso 2015-2016

Autor

Guillermo Corrales Gallego

Tutora

Cristina Fernández Herrero

26 de septiembre de 2016

Universidad Carlos III de Madrid, Leganés

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi tutora su apoyo y paciencia a lo largo del desarrollo de este trabajo. Apoyo en la toma de decisiones y en los momentos críticos, paciencia en sus explicaciones y consejos. Me gustaría hacer énfasis en su disponibilidad para ayudarme con todas mis dudas y con los problemas que me surgieron durante los meses de verano, pues aun estando ella en otro país, continuó ayudándome igual que si hubiera estado en la universidad.

En segundo lugar, agradezco a mi familia todo lo que me han dado. A mis padres por darme la educación y cariño necesario para llegar donde estoy. A mi hermano por inculcarme la pasión por la tecnología e ingeniería y a mi hermana, por su cariño y por la consideración que mostró cuando no pude preparar nada especial para su boda a consecuencia del desarrollo de este trabajo.

En tercer lugar, querría dar las gracias a mis amigos y especialmente a mi novia por aconsejarme, apoyarme y entenderme cuando más estresado estaba. Por hacerme desconectar de este trabajo para descansar y así volver a trabajar con ánimos renovados.

En cuarto lugar, me gustaría hacer mención a la empresa donde trabajo, Imtech Spain, por apoyarme con lo que necesitara y por permitirme compaginar mis labores allí con el desarrollo de este proyecto.

Finalmente, agradecer a la Universidad Carlos III de Madrid, especialmente a todos mis profesores, por haberme otorgado la formación necesaria para llegar hasta aquí.

“Sin vosotros nada de esto hubiese sido posible”.

RESUMEN

Con más smartphones que personas en el mundo desde 2014, la penetración y uso dado a los dispositivos móviles en la sociedad no ha hecho más que crecer con el paso de los años, acentuado la necesidad de cargar este tipo de dispositivos y generando una dependencia de puntos de carga. En consecuencia, ha empezado a ser considerable el consumo de combustibles fósiles producto del incremento de la demanda energética, así como la contaminación atmosférica derivada de su quema.

Por ello, en este proyecto se plantea el diseño, simulación e implementación de un cargador solar, elemento que permite cargar de forma portátil dispositivos móviles con una energía limpia y renovable como es la solar, eliminando la dependencia de combustibles fósiles y puntos de carga y, por tanto, solucionando los problemas planteados.

El cargador solar está compuesto por un conjunto de paneles fotovoltaicos para captar la energía solar, un convertidor conmutado que regula y permita captar en todo momento la máxima energía posible de los paneles, un powerbank que almacene dicha energía para usarla en ausencia de luz y multiplexores que modifiquen el flujo de potencia hasta un puerto USB de carga.

Finalmente, un microcontrolador regula el cargador gracias a las señales proporcionadas por diversos sensores y permite visualizar mediante una serie de LED información importante para el usuario final como es el nivel de carga de la batería interna o la energía extraída de los paneles.

ABSTRACT

Starting 2014, there are more smartphones that people in the world. Mobile devices penetration and use has been steadily increasing over the years, highlighting both the need for charging them and a dependency on its charging stations. Consequently, there has been a considerable consumption of oil/fossil based energy and an increase of the pollution due to its generation.

Because of this, this project proposes the design, simulation and implementation of a solar charger, an element that allows a portable charging of mobile devices by using clean and removable energy (solar energy). This helps in mitigating the identified problems: fossil fuel dependency and the availability and location of charging stations.

The solar charging is composed of a set of photovoltaic panels that will capture the solar energy, a switched converter that will regulate and capture as much energy as possible from the panels at any time, a powerbank that will store the energy to be used when sunlight is not available and multiplexers that modify the power flow towards an USB port.

Finally, a microcontroller regulates the charger by managing and reacting to a set of signals generated by diverse sensors and displaying information with LED. This information is important for the end users showing both the accumulator level and the energy level being captured through the solar panels.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos	1
Resumen	2
Abstract	3
Índice general.....	4
Índice de figuras.....	7
Índice de tablas	10
1. Introducción.....	11
1.1 Motivación	11
1.2 Objetivos	11
1.3 Planificación	12
2. Estado del arte.....	15
2.1 Planteamiento del problema	15
2.1.1 La dependencia de dispositivos móviles	15
2.1.2 La contaminación atmosférica.....	16
2.2 Comparación de las soluciones tecnológicas	17
2.3 Estado actual de la tecnología fotovoltaica	22
2.3.1 El panel solar fotovoltaico.....	23
2.3.2 Tipos de paneles solares fotovoltaicos	25
3. Diseño del sistema.....	28
4. Elección del Microcontrolador	30
5. Elección del Generador fotovoltaico	32
5.1 Alternativas de diseño	32
5.2 Solución escogida	33
6. Elección del Powerbank.....	35
6.1 Análisis interno del powerbank.....	36
6.2 Estudio del comportamiento del powerbank escogido.....	38
6.2.1 Diseño del banco de pruebas	38
6.2.2 Sistema de adquisición de datos	39
6.2.3 Pruebas de carga.....	42
6.2.4 Pruebas de descarga	43
6.2.5 Resumen.....	44

7.	Diseño del Convertidor de potencia.....	46
7.1	Reguladores lineales y conmutados	46
7.1.1	Reguladores lineales	46
7.1.2	Reguladores conmutados. Convertidor reductor	47
7.2	Convertidor reductor.....	48
7.3	Diseño del convertidor	54
7.3.1	Elección de la frecuencia de conmutación	54
7.3.2	Elección de la bobina	56
7.3.3	Elección del condensador.....	58
7.3.4	Elección del diodo	59
7.3.5	Elección de los MOSFET	60
7.3.6	Elección del circuito de disparo de los MOSFET	61
7.4	Resumen del convertidor diseñado.....	65
8.	Elección de los Elementos de sensado	67
8.1	Sensores de corriente	67
8.1.1	Acondicionamiento de la señal.....	68
8.1.2	Resumen del sensor de corriente escogido	70
8.2	Sensores de tensión de entrada y salida	71
8.2.1	Resumen del sensor de tensión escogido	71
8.3	Sensor de tensión del powerbank.....	72
9.	Elección de los Multiplexores	73
9.1	Multiplexor de alimentación de sistema de control.....	74
9.2	Multiplexor de alimentación del puerto usb	74
9.3	Resumen de los multiplexores de potencia escogidos.....	74
10.	Elección del controlador USB.....	75
11.	Sistema de control	77
11.1	Programa Principal	77
11.2	Bloque ADC	78
11.3	Bloque MPPT	79
11.4	Bloque MUX	82
11.5	Bloque LED	83
12.	Simulación del sistema.....	85
12.1	Simulación del convertidor reductor.....	85

12.1.1	Simulación del convertidor ideal	86
12.1.2	Simulación del convertidor real.....	87
12.2	Simulación del algoritmo MPPT	89
12.2.1	Comparación de las distintas frecuencias de actualización del MPPT.....	90
12.2.2	Comportamiento frente a variaciones bruscas de radiación solar.....	91
12.2.3	Comportamiento frente a sombras	92
13.	Propuesta de implementación.....	93
13.1	Esquema del prototipo	93
13.2	Layout de la PCB.....	93
13.2.1	Consideraciones de diseño.....	93
13.2.2	PCB propuesta	94
13.3	Presupuesto	98
14.	Conclusiones y Líneas de trabajo futuro.....	102
14.1	Conclusiones	102
14.2	Líneas de trabajo futuro.....	103
15.	Anexos.....	105
	Anexo I: Tabla comparativa de condensadores.....	105
	Anexo II: Tabla comparativa de bobinas	106
	Anexo III: Tabla comparativa de diodos	107
	Anexo IV: Tabla comparativa del mosfet	108
	Anexo V: Código del Programa principal.....	109
	Anexo VI: Código del Bloque ADC.....	116
	Anexo VII: Código del Bloque MPPT	118
	Anexo VIII: código del bloque MUX.....	120
	Anexo IX: Código del Bloque LED.....	122
	Anexo X: Código del banco de pruebas para arduino.....	125
	Anexo XI: Código del banco de pruebas para processing.....	127
	Anexo XII: Esquema del cargador solar	131
16.	Bibliografía	132

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1: Uso de dispositivos conectados para acceder a internet. Fuente: Ditendria.....	15
Figura 2: Índice de ansiedad ante falta de autonomía móvil EEUU. Fuente: Velocity	16
Figura 3: Samsung E1170.Fuente: Samsung	18
Figura 4: Samsung Blue Earth (izquierda) y Sagem Puma (derecha). Fuente Samsung y Sagem.....	18
Figura 5: Tecnología WYSIPS. Fuente: Sunpartner	19
Figura 6: Samsung Replenish junto a su carcasa solar. Fuente: Samsung.....	20
Figura 7: Sunferno Flintstone. Fuente: Sunferno	21
Figura 8: Anker PowerPort Solar Lite 15W. Fuente: Anker	22
Figura 9: Principio de funcionamiento e interconexión de células. Fuente: Ingmecanica.....	23
Figura 10: Paneles solares conectados en serie. Fuente: Damiasolar	24
Figura 11: Paneles solares conectados en paralelo. Fuente: Damiasolar	24
Figura 12: Panel y célula solar monocristalino. Fuente: Ledwatcher	25
Figura 13: Panel y célula solar policristalina. Fuente: Ledwatcher.....	26
Figura 14: Panel y célula solar de capa delgada. Fuente: Ledwatcher	27
Figura 15: Transferencia de energía desde Sol hasta un dispositivo externo a cargar	28
Figura 16: Alimentación interna del cargador solar	29
Figura 17: Arduino Pro Mini (izquierda) y Arduino UNO (derecha). Fuente: Arduino	30
Figura 18: Comparación entre las distintas alternativas de diseño.....	33
Figura 19: Panel solar fotovoltaico escogido	34
Figura 20: Alternativas de powerbank.....	36
Figura 21: Powerbank escogido sin la carcasa exterior.....	37
Figura 22: Circuito electrónico del interior del powerbank.....	38
Figura 23:Esquema del banco de pruebas.....	39
Figura 24:Banco de pruebas montado.....	39
Figura 25:Representación gráfica (izquierda) y en CSV (derecha) de un ciclo de descarga.....	40
Figura 26: Flujograma del código Arduino y Processing	41
Figura 27: Ciclo de carga del powerbank a 500 mA con datos procesados en Excel	42
Figura 28: Ciclo de carga del powerbank a 1000 mA con datos procesados en Excel	42
Figura 29: Descarga del powerbank a 500 mA con datos procesados en Excel.....	43

Figura 30: Descarga del powerbank a 1000 mA con datos procesados en Excel.....	43
Figura 31: Ciclo de carga medido con el banco de pruebas, Arduino y Processing	45
Figura 32: Regulador L7805	47
Figura 33: Topología del convertidor reductor	48
Figura 34: Circuito equivalente y recorrido de la corriente durante <i>TON</i>	49
Figura 35: Circuito equivalente y recorrido de la corriente durante <i>TOFF</i>	49
Figura 36: Formas de onda del convertidor reductor en MCC	50
Figura 37: Balance voltios-segundo	50
Figura 38: Gráfico Δi_L vs L (izq.) y gráfico $P_{perdidas}$ vs L (der.)	57
Figura 39: Gráfico $i_{L,sat}$ vs L (izq.) y gráfico V,A vs fabricantes (der.)	57
Figura 40: Gráfico ΔV_c vs C (izq.) y gráfico $P_{perdidas}$ vs C (der.)	58
Figura 41: Gráfico $I_{c,RMS}$ vs c (izq.) y gráfico V,A vs fabricantes (der.)	59
Figura 42: Gráfico $P_{perdidas}$ vs fabricantes (izq.) y gráfico $I_{D,avg}$ vs fabricantes (der.)	60
Figura 43: Gráfico $P_{perdidas}$ vs modelos (izq.) y gráfico V_{gs} vs modelos (der.)	61
Figura 44: Esquema del IR2301PBF. Fuente: Infineon	62
Figura 45: Convertidor reductor escogido	65
Figura 46: Esquema del controlador IR3201PBF final	66
Figura 47: Sensor ACS712. Fuente: DealExtreme	67
Figura 48: Esquema del amplificador operacional AD620. Fuente: Analog Devices	68
Figura 49: Divisor resistivo para el acondicionamiento del ACS712	69
Figura 50: Esquema final de los sensores de corriente con su acondicionamiento	70
Figura 51: Esquema final de los sensores de tensión	71
Figura 52: Esquema del TPS2115. Fuente: Texas Instrument	73
Figura 53: Esquema final del multiplexor del USB (izq.) y del sistema de control (der.)	74
Figura 54: Vista superior del TPS2514. Fuente: Texas Instrument	76
Figura 55: Esquema final del TPS2514	76
Figura 56: Flujograma del programa principal	77
Figura 57: Flujograma del bloque ADC	78
Figura 58: Curvas P-V de un panel solar para distinta radiación solar. Fuente: Mathworks	79
Figura 59: Algoritmo MPPT perturbar y observar. Fuente: Mathworks	80
Figura 60: Flujograma del Bloque MPPT	81

Figura 61: Flujograma del bloque MUX 82

Figura 62: Flujograma del bloque LED 84

Figura 63: Esquemas eléctricos empleados en la simulación del convertidor 85

Figura 64: Simulación del convertidor reductor ideal 86

Figura 65: Simulación comparativa entre el convertidor ideal y real..... 88

Figura 66: Esquema empleado para simular el convertidor reductor con sensores..... 89

Figura 67: Esquema empleado para simular el algoritmo MPPT 89

Figura 68: Comparación de distintas frecuencias de actualización del MPPT 90

Figura 69: Comparación en detalle entre 200 Hz y 20 Hz..... 90

Figura 70: Simulación ante variaciones bruscas de radiación solar 91

Figura 71: Simulación ante sombras..... 92

Figura 72: Esquema completo del cargador solar 93

Figura 73: Diseño de la PCB en KiCAD..... 95

Figura 74: Capa TOP de la PCB diseñada 96

Figura 75: Capa BOT de la PCB diseñada 97

Figura 76: Modelo 3D de la PCB diseñada 98

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Especificaciones generales de las placas Arduino.....	31
Tabla 2: Alternativas di diseño para el panel solar	32
Tabla 3: Comparativa entre alternativas de powerbanks.	35
Tabla 4: Tabla de verdad del funcionamiento del banco de pruebas.	38
Tabla 5: Tiempos de carga y descarga resultantes	44
Tabla 6: Especificaciones de diseño del convertidor reductor	54
Tabla 7: Alternativas de diseño para bobinas.....	56
Tabla 8: Alternativas de diseño para condensadores.....	58
Tabla 9: Alternativas de diseño para diodos.....	59
Tabla 10: Alternativas de diseño para MOSFET	60
Tabla 12: Pines del IRF2301	62
Tabla 13: Características extraídas para el cálculo de CBOOT.....	63
Tabla 14: Características extraídas para el cálculo de RGATE	64
Tabla 14: Características del sensor de corriente ACS712	67
Tabla 15: Conexiones del ACS712	68
Tabla 16: Tabla de verdad del multiplexor	73
Tabla 17: BOM extendido del cargador solar	101
Tabla 18: Comparativa de condensadores	105
Tabla 19: Comparativa de bobinas	106
Tabla 20: Comparativa de diodos	107
Tabla 21: Comparativa de MOSFET	108

1. INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

La motivación principal de este proyecto ha sido el poder abarcar el proceso completo de diseño de un producto tecnológico. Poder estudiar, dimensionar, simular y finalmente implementar un sistema electrónico es uno de los mejores finales posibles para este grado, al ser una manera de afianzar y poner en práctica la gran mayoría de conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera.

La elección del convertidor conmutado enmarcado en un cargador solar como producto tecnológico a diseñar ha sido motivado fundamentalmente por dos aspectos.

Por un lado, se buscaba diseñar un proyecto que fuera competencia de la electrónica de potencia. Esta disciplina, que trata sobre el control y transformación de la energía eléctrica mediante circuitos electrónicos, permitía un gran abanico de posibilidades en la elección del proyecto y dado su carácter multidisciplinar permitía la integración de la mayoría de asignaturas cursadas:

- ◇ Fundamentos de la energía eléctrica, Fundamentos de la energía electrónica, Electrónica analógica y Electrónica digital: en los cálculos teóricos para el dimensionamiento del sistema y la simulación del lazo de control.
- ◇ Instrumentación electrónica I: en la elección y acondicionamiento de los elementos de sensado.
- ◇ Electrónica de potencia I y II: en el dimensionamiento, simulación y control del convertidor de potencia.
- ◇ Programación e Informática industrial II: en la implementación del sistema de control en un microprocesador mediante programación.
- ◇ Fabricación y construcción de equipos electrónicos: en el diseño de la PCB (Printed Circuit Board) del sistema desarrollado.

Por otro lado, otra motivación importante era la posibilidad de embarcarse en un proyecto relacionado con energía solar en una aplicación útil para la sociedad, permitiendo así fomentar su uso y crear consciencia para tratar de reducir la contaminación de nuestro planeta y paliar los problemas que esta ocasiona.

1.2 OBJETIVOS

El fin de este proyecto es, por un lado, aplicar la mayoría de los conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera en el proceso de diseño de un dispositivo electrónico y, por el otro, contribuir a fomentar el uso de energías limpias y renovables.

El objetivo principal será por tanto abordar el proceso de diseño de un cargador solar, dispositivo portátil basado en energía solar fotovoltaica destinado a aparatos que se carguen desde puertos USB, como los

smartphone. Las especificaciones de salida de este cargador son 5 V, 5 W, el equivalente a un cargador de pared.

Alimentado por paneles solares, un convertidor de potencia CC/CC reductor regulará la tensión de los paneles a los 5V típicos de un USB, minimizando las pérdidas en el proceso y maximizando la potencia entregada por el panel mediante un algoritmo seguidor del punto de máxima potencia (MPPT). Además, incorporará un powerbank que almacenará energía para poder realizar cargas en ausencia de luz.

Para cumplir con el objetivo principal será necesario diseñar el cargador solar de manera que sea lo más eficiente y portátil posible. Para lograrlo en el proyecto se ha de alcanzar los siguientes hitos.

- ◇ Realizar un estudio de mercado de los distintos tipos de cargadores solares y de las diferentes tecnologías fotovoltaicas.
- ◇ Verificar la utilidad de powerbanks de bajo coste en este tipo de aplicaciones.
- ◇ Dimensionar, modelar, sensar y simular un convertidor de potencia que pueda regular la energía obtenida del sistema fotovoltaico a los requisitos energéticos del estándar USB.
- ◇ Desarrollar un algoritmo de control para el convertidor que permita maximizar la potencia extraída de generador fotovoltaico.
- ◇ Asegurar la alimentación de los elementos internos de control con un sistema redundante.
- ◇ Implementar un sistema de control secundario que permita multiplexar la alimentación de dispositivos externos mediante el puerto USB entre la salida del convertidor y la del powerbank para maximizar la corriente extraída.
- ◇ Dotar al cargador solar de protecciones eléctricas y de un sistema de comunicación cargador-dispositivo.

1.3 PLANIFICACIÓN

Para cumplir los hitos planteados ha sido necesario desarrollar una serie de tareas con una cierta planificación que se expone brevemente en este apartado.

El punto de partida ha sido la documentación. Realizada fundamentalmente en el *“Apartado 2: Estado del arte”*, se ha investigado sobre problemas de la sociedad actual para conocer las distintas tecnologías que pueden solucionarlos. Para ello se ha realizado una búsqueda bibliográfica de recursos fundamentalmente electrónicos a través de medios como la Biblioteca de la UC3M y Google Académico para lograr:

- ◇ Conocer de forma cuantitativa los problemas relacionados con el uso excesivo de dispositivos móviles y las consecuencias energéticas y medioambientales que ello conlleva.
- ◇ Investigar acerca de la trayectoria histórica de los cargadores solares existentes en el mercado y sobre las distintas tecnologías fotovoltaicas que los alimentan.

Para poder proseguir con la consecución del resto de hitos, ha sido necesario dividir el cargador solar en los distintos elementos generales que lo componen para facilitar su comprensión, proceso recogido en el *“Apartado 3: Diseño del sistema”*, donde se han realizado flujogramas con la herramienta Draw.io.

Las tareas necesarias para alcanzar los hitos relacionados con el dimensionamiento del hardware se dan en los *“Apartados 4, 5, 6, 7, 8, 9 y 10”*, donde se recogen:

- ◇ La elección del microcontrolador y generador fotovoltaico.
- ◇ El estudio sobre los powerbanks.
- ◇ Diseño del convertidor de potencia.
- ◇ Elección de los subsistemas de sensado y control.

A continuación, en el *“Apartado 11: Sistema de Control”* se realizan las tareas para alcanzar los hitos relacionados con la implementación del software, que son:

- ◇ Realizar flujogramas mediante la herramienta Draw.io que representen el lazo de control del convertidor de potencia basado en un algoritmo MPPT y los diversos subsistemas de control relacionados con la multiplexión de la alimentación interna y salida de potencia.
- ◇ Implementar en software mediante el lenguaje de programación C/C++ en el IDE (Integrated Development Environment) de Arduino el código que refleje los flujogramas desarrollados para programar el microcontrolador.

Después ha sido necesario desarrollar las tareas realizadas en el *“Apartado 12: Simulación del Sistema”* mediante las herramientas de simulación PSIM y OrCAD PSpice.

- ◇ Verificar la regulación y eficiencia del convertidor de potencia con componentes reales y comparar las simulaciones con los cálculos teóricos realizados.
- ◇ Implementar el lazo de control desarrollado en el convertidor y comprobar la respuesta y estabilidad del sistema ante distintos escenarios de funcionamiento.

Más tarde, en el *“Apartado 13: Propuesta de implementación”*: se han desempeñado las siguientes tareas relacionadas con la propuesta de fabricación de un prototipo: diseño del esquema final, la lista de componentes y el diseño de la PCB, todo mediante el software de diseño open source KiCAD.

Finalmente, en el *“Apartado 14: Conclusiones y líneas de trabajo futuro”* se ha realizado un análisis del trabajo realizado donde se comprueba si se han alcanzado los objetivos principales y donde se comentan todas las conclusiones relevantes obtenidas del desarrollo del proyecto. Además, se proponen distintas líneas de trabajo futuro para continuar mejorando y completando el cargador solar.

En la siguiente *Figura* se puede visualizar el diagrama de Gantt de este proyecto:

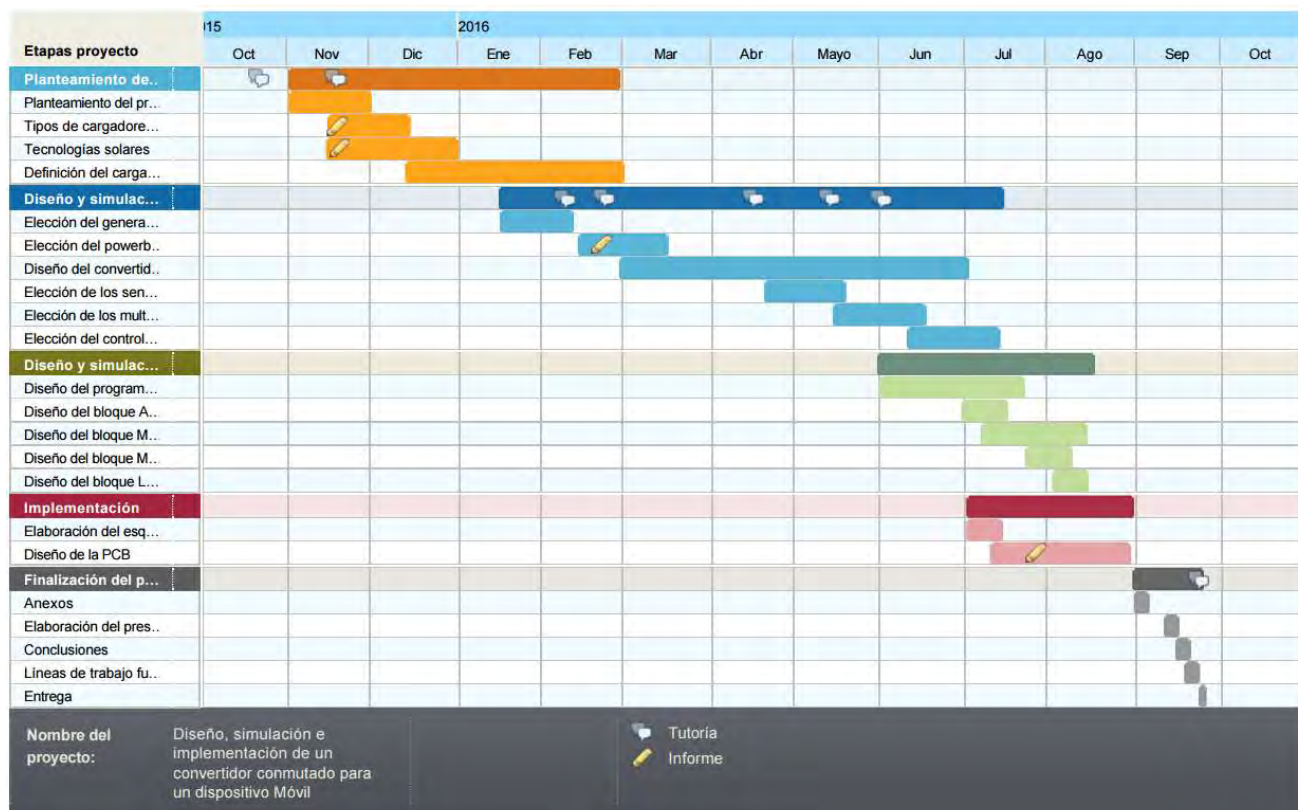


Figura: Diagrama de Gantt del proyecto

2. ESTADO DEL ARTE

2.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Con la llegada de la Sociedad del Conocimiento y las TIC (Tecnologías de la Información y la Comunicación), el número de dispositivos móviles en el mundo y el uso que se les da ha aumentado en gran medida. Esto ha generado una dependencia de la sociedad hacia a este tipo de dispositivos y se ha creado la necesidad de tenerlos siempre cargado, algo complicado debido al estancamiento en las prestaciones de las baterías.

Además, debido al creciente uso que se les da ya no se puede obviar el impacto de este tipo de dispositivos en la producción energética y la contaminación que ello conlleva.

2.1.1 La dependencia de dispositivos móviles

Según la empresa Ditendria, España lidera Europa en cuanto a conectividad móvil con una penetración del 87% y una tasa de uso creciente tal y como se observa en la *Figura 1*. Las tablets ya están presentes en tres de cada cuatro hogares españoles y el interés por los wearables está creciendo hasta tal punto que ha pasado de 5 millones a 35 millones de unidades vendidas en un año. Además, desde 2014 la cantidad de smartphones vendidos en el mundo, 7.300 millones en ese año, es superior a la población mundial humana, hecho sin precedentes. [1] [2]

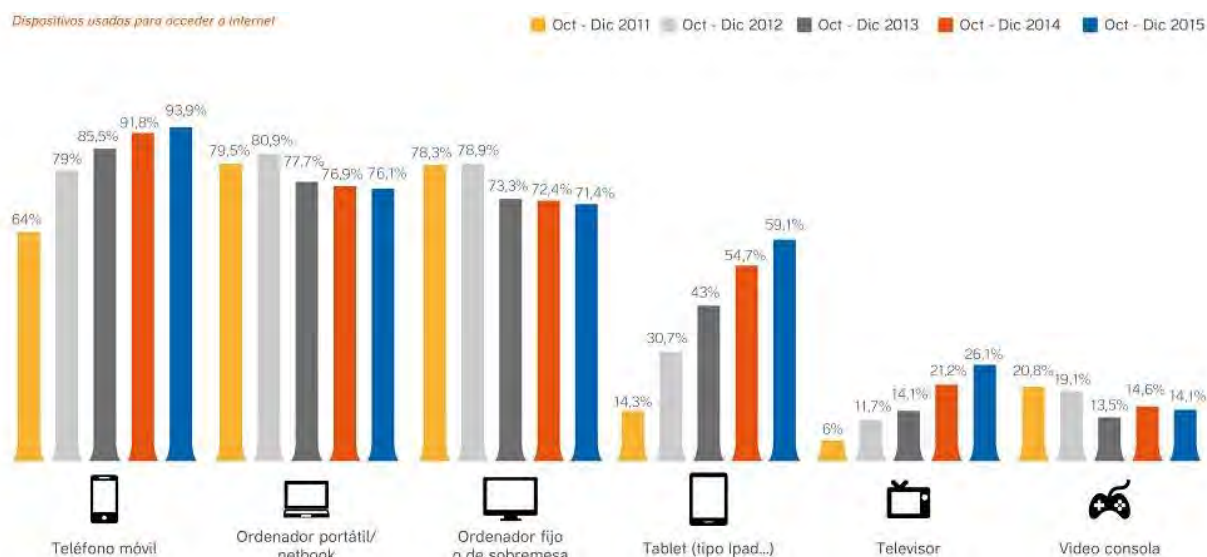


Figura 1: Uso de dispositivos conectados para acceder a internet. Fuente: Ditendria

Con esta información, no es de extrañar que diversos informes incidan en que estamos más enganchados que nunca a nuestros móviles. Un 85% de los españoles se conecta todos los días a internet desde el

móvil y lo utiliza una media de 3h 23m diarios mientras que un 45% lo hace a través de la tablet, dedicándole de media 1h 41 minutos al día. [1]

Teniendo en cuenta lo anterior y sumando que a lo largo de los últimos años las prestaciones de los dispositivos móviles han aumentado en gran medida, pero las baterías se han estancado, a duras penas se logra alcanzar más de un día completo de autonomía con los smartphones, necesitando echar mano de un cargador antes en la mayoría de los casos.

Sin embargo, ¿qué ocurre si no hay un medio a mano para cargar los dispositivos móviles? En la ciudad estadounidense de Chicago, sus habitantes necesitan cargar una media de 1.8 veces al día [3] sus dispositivos móviles. Según la empresa Veloxity, esto favorece que se den situaciones en las que se necesite usar el smartphone y no se disponga de autonomía suficiente, provocando situaciones de ansiedad en un 64% de los casos tal y como se puede ver en la *Figura 2*. [3]

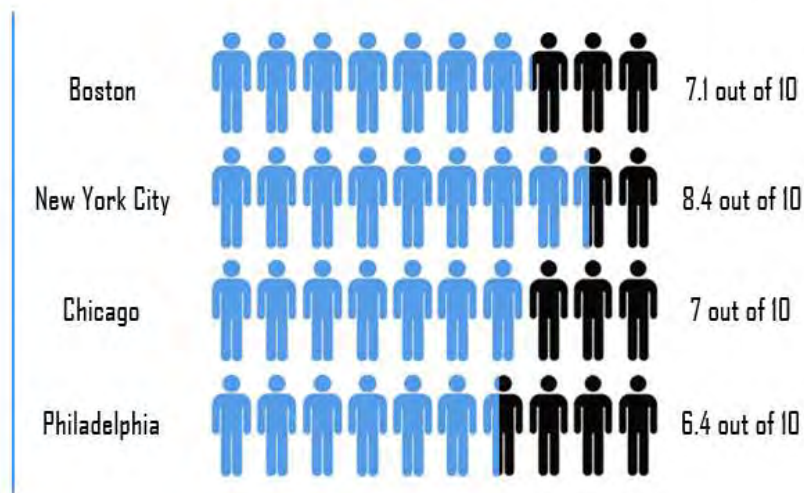


Figura 2: Índice de ansiedad ante falta de autonomía móvil EEUU. Fuente: Veloxity

La conclusión es que hasta que se produzca un avance tecnológico significativo para la mejora de la duración de las baterías de dispositivos móviles, es necesario un medio eficaz para poder cargarlos en cualquier lugar, sin depender de la presencia de puntos de carga.

2.1.2 La contaminación atmosférica

De acuerdo a la guía sobre el cambio climático publicada por la Secretaría de la Convención Marco sobre el Cambio Climático, a lo largo del siglo XX el nivel del mar ha subido entre 10 y 12 cm, y la temperatura global se ha incrementado en 0.6°C, con una previsión de un incremento de entre 1.4 y 5.8°C en los próximos 100 años si no se hace nada al respecto. [4]

Un causante directo del cambio climático es la contaminación atmosférica, provocada principalmente por la emisión de gases en la combustión de combustibles fósiles como el crudo de petróleo, cuya

producción mundial asciende, según la CIA, a 79.17 millones de bep (barriles equivalentes de petróleo) al día. [5]

¿Qué tienen que ver los dispositivos móviles en todo esto? Tomando como referencia uno de los smartphone líder del mercado, el Samsung Galaxy S7, se observa que tiene una batería con una autonomía de 3000 mAh. Dado que este tipo de dispositivos se cargan a 5V, la energía consumida por carga es de aproximadamente 15 Wh al día, 5.47 kWh al año. Multiplicando ese valor por los 7.300 millones de smartphone que había en el mundo en 2014, la cifra del consumo eléctrico anual estimado, solo para smartphone, asciende a 39.96 millones de MWh, suponiendo que se cargan una vez al día.

Teniendo en cuenta que un barril de crudo de petróleo tiene el potencial de producir de media 1700 kWh de energía eléctrica [6], quiere decir que para cargar todos los smartphones existentes en el mundo durante un año se consume como mínimo 23.5 millones de bep, el equivalente al consumo medio de 11.46 millones de hogares [7] y el correspondientes con una emisión de 31.97 millones de tCO₂ (toneladas equivalentes de CO₂) [8]

España en particular, por su posición geográfica y climatología, es un país muy favorable para el aprovechamiento de la energía solar fotovoltaica debido a sus horas de luz y radiación solar incidente. Siendo esta fuente de energía fácilmente aprovechable en aplicaciones de baja potencia y además renovable y limpia, ¿por qué no utilizar esta energía para cargar dispositivos móviles? Se ahorraría el consumo de millones de toneladas al año de combustibles fósiles y la emisión de millones de toneladas de CO₂, aportando un grano de arena al lento, pero necesario proceso de transición de los combustibles fósiles a las renovables.

2.2 COMPARACIÓN DE LAS SOLUCIONES TECNOLÓGICAS

Un cargador solar es una fuente de energía autónoma y portátil que, mediante un panel solar fotovoltaico, alimenta otros dispositivos. Las aplicaciones que típicamente tienen estos cargadores son la recarga de dispositivos móviles como smartphones, tablets y ordenadores portátiles.

Estos cargadores se ofrecen en el mercado en diferentes formatos, cada uno con sus beneficios y desventajas, que se proceden a comentar en el presente apartado.

CARGADOR SOLAR INTEGRADO

Se denominan así aquellos cargadores solares que vienen incorporados en el propio diseño del dispositivo. Este tipo de cargadores han sido los pioneros de la inclusión de la energía solar en la carga de dispositivos móviles avanzados.

El primer precedente data de junio de 2009. La firma surcoreana Samsung presentó el *Samsung Crest Solar E1107*, representado en la *Figura 3*, cuya característica distintiva era que incorporaba un panel solar en su parte trasera con la que cargar la batería. Debido a la reducida superficie del móvil, 105.2 x

44.2 mm y, por tanto, del panel solar, tan solo ofrecía entre 5 y 10 minutos de autonomía por hora de carga solar. [9]



Figura 3: Samsung E1170. Fuente: Samsung

Unos meses después, en septiembre, Samsung anunció el *Samsung Blue Earth*, un smartphone con este tipo de cargador también integrado en su carcasa. En febrero de 2010 Sagem Wireless, en colaboración con la firma de deportes Puma, también presentó un smartphone, el *Sagem Puma*, que presentaba un sistema de carga similar. Al igual que ocurrió con el *Samsung Crest Solar E1107*, dadas las reducidas dimensiones de los paneles solares, aportaban poco más de 10 minutos de autonomía tras una hora de carga. Se pueden ver ambos móviles en la *Figura 4* [10] [11]



Figura 4: Samsung Blue Earth (izquierda) y Sagem Puma (derecha). Fuente Samsung y Sagem

Tras la presentación de estos smartphones no se volvieron a encontrar dispositivos destacables que presentaran cargadores solares integrados debido a la baja efectividad mostrada. No fue hasta el año 2015, cuando en el Mobile World Congress (MWC) de Barcelona, los cargadores solares integrados volvieron a tener relevancia: una empresa japonesa Kyocera presentó el prototipo de un smartphone que integraba un panel solar transparente en la propia pantalla del dispositivo, con una eficiencia de 2 minutos de autonomía para realizar llamadas por cada 10 minutos de exposición al sol.

WYSIPS (What You See Is Photovoltaic Surface), que así se llama el panel solar integrado, ha sido desarrollado por la firma francesa SunPartner y supone añadir un fino y transparente panel de tan solo 0.55 mm de grosor entre la pantalla y el sensor táctil, como se puede observar en la *Figura 5*, por lo que es transparente para el usuario final.

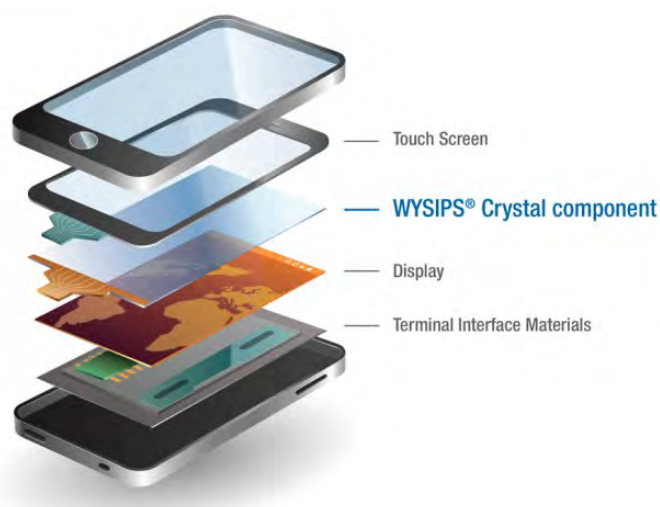


Figura 5: Tecnología WYSIPS. Fuente: Sunpartner

Un año después y nuevamente en el MWC de Barcelona, anunciaron que habían logrado aumentar la eficiencia de su prototipo, de manera que con tres minutos de exposición al sol se lograba un minuto de autonomía para realizar llamadas, mostrándose muy prometedora. [12]

CARGADOR SOLAR EN CARCASA EXTERNA

Reciben este nombre los cargadores solares que vienen integrados en una funda o carcasa para el dispositivo a cargar, normalmente incorporados junto a una batería externa.

El primer antecedente de este tipo de dispositivos es nuevamente Samsung, mostrado en la [Figura 6](#), con sus carcasas traseras intercambiables para el smartphone Samsung Replenish. Anunciado en 2011 como alternativa “Eco-friendly” a los smartphones de la firma canadiense BlackBerry, una de las carcasas incorporaba un panel solar que ofrecía 20 minutos de autonomía extra por hora de carga solar. Como se puede ver este tipo de cargadores presentan las mismas limitaciones de superficie que los cargadores anteriores.



Figura 6: Samsung Replenish junto a su carcasa solar. Fuente: Samsung

Con el paso de los años, la tendencia de los smartphones de tener cada vez mayor diagonal de pantalla y las mejoras en la eficiencia de los paneles solares, ha favorecido que las fundas o carcasas solares externas del mercado tengan mejores ratios de carga. Sin embargo, los requisitos energéticos de los smartphones también han aumentado y las limitaciones de superficie siguen siendo un factor insalvable que, por el momento, imposibilita que este tipo de cargadores sean realmente útiles para el usuario final, ya que las desventajas derivadas de su uso son mayores que los beneficios aportados.

CARGADOR SOLAR EXTERNO COMPACTO

Debido a su bajo coste y comodidad de uso, las baterías externas conocidas como powerbanks se han posicionado como la mejor alternativa en el terreno de los cargadores portátiles frente a otras tecnologías como las fundas-batería, mucho más caras y en general con menor velocidad y capacidad de carga. De igual manera, en el terreno de la energía solar, los cargadores solares externos se están posicionando con fuerza frente a las alternativas mencionadas en los apartados anteriores y esto es fundamentalmente debido a dos razones: mejor capacidad y velocidad de carga y mayor comodidad de uso.

En primer lugar, los dispositivos móviles con cargador solar integrado en una funda o en el propio dispositivo entrañan ciertos problemas en el uso, exceptuando nuevas tecnologías como WYSIPS. Implican tener que poner la parte trasera del dispositivo móvil en contacto con la luz solar y, para un aprovechamiento óptimo, lo más perpendicular posible a los rayos solares, por lo que difícilmente se pueden cargar mientras se utiliza. Este problema queda solucionado con los cargadores solares externos, pues mientras se usa el dispositivo móvil en una posición normal, el cargador solar se puede orientar para un óptimo aprovechamiento de la energía.

En segundo lugar, los cargadores externos no tienen la limitación de espacio de los otros cargadores solares, por lo que pueden montar paneles más grandes y así ofrecer más minutos de autonomía por hora de carga solar.

En este tipo de cargadores hay dos grupos bien diferenciados: los cargadores solares con y sin batería integrada.

Por un lado, los primeros son los más comunes y populares debido a su menor coste también son los menos útiles. Los cargadores solares con batería interna son aquellos en los que generalmente un único panel solar alimenta una batería de gran capacidad que posteriormente se emplea para cargar uno o varios dispositivos móviles.

En esencia, son un powerbank con un panel solar y precisamente por ello arrastran parte de las limitaciones de los cargadores solares integrados, pues, aunque se empleen paneles solares de mayor tamaño, un solo panel sigue sin dar la suficiente energía como para sustituir a los cargadores de pared. Un ejemplo representativo de este tipo de dispositivos es el Flintstone de la marca Sunferno, mostrado en la [Figura 7](#). Este dispositivo incluye un panel solar de 1.2 W integrado en un powerbank de 5000 mAh capaz de cargar dos dispositivos móviles a la vez con una salida de corriente de 2.1 A compartidos entre los dos USB. Sin embargo, tarda en cargarse la mitad de la capacidad de 6 a 13 horas mediante el panel solar, por lo que hace poco útil la carga solar salvo emergencias. [13]



Figura 7: Sunferno Flintstone. Fuente: Sunferno

Por último, en el otro lado están los cargadores solares externos sin baterías. Son los menos comunes debido a su mayor precio, pero también son los que mejores prestaciones ofrecen. Reciben este nombre los cargadores solares que están compuestos por varios paneles dispuestos sobre una envolvente flexible, de manera que cuando no se requiere cargar un dispositivo los paneles se pliegan y ocupan un

espacio mínimo, desplegándose cuando se quiera realizar una carga a una velocidad comparable con la otorgada por un cargador de pared.

Un ejemplo representativo de este tipo de dispositivos, mostrado en la [Figura 8](#), es el PowerPort Solar Lite 15W, de la marca Anker. Este dispositivo incluye dos paneles solares que proporcionan 15W, dispuestos en un tríptico de manera que dos caras lo ocupan los paneles y la tercera cara es ocupada por el sistema de carga con dos salidas USB, haciéndolo un sustituto real a un cargador convencional, siendo su única contrapartida no disponer de una batería integrada que permita recolectar la energía solar no necesitada durante el día para, por ejemplo, cargar un dispositivo móvil por la noche. [13]



Figura 8: Anker PowerPort Solar Lite 15W. Fuente: Anker

En resumen, el campo de los cargadores solares es un terreno en general inmaduro repleto de soluciones tecnológicas poco útiles para el usuario final, como el caso de los cargadores en fundas o los externos con batería. Sin embargo, poco a poco se empiezan a encontrar soluciones tecnológicas nuevas que sí soluciones realmente prácticas, como la tecnología WYSIPS.

2.3 ESTADO ACTUAL DE LA TECNOLOGÍA FOTOVOLTAICA

En un cargador solar, la tecnología más crítica es el generador fotovoltaico pues al ser el elemento que limita la eficiencia del cargador. Por ello en el presente apartado se procede a hacer un estudio de la situación actual de los paneles solares fotovoltaicos.

2.3.1 El panel solar fotovoltaico

Una célula fotovoltaica es un elemento generador que se encarga de convertir la energía solar en energía eléctrica. Formada por una capa superior de un material semiconductor dopado de tipo N y una capa inferior compuesta por un semiconductor dopado tipo P, se genera un campo eléctrico en la unión PN entre ambos. Como se puede ver en la *Figura 9*, cuando un fotón incide sobre la capa superior de tipo N, la energía se transfiere a los electrones libres permitiéndoles superar el gap o brecha energética entre las dos capas. Esto permite a los electrones saltar de la capa dopada tipo N a la capa P, combinándose con sus huecos o agujeros libres. De esta forma se crea una carga positiva en la capa N al perderse electrones y una carga negativa en la capa P al llenarse de estos, estableciéndose así una corriente eléctrica.

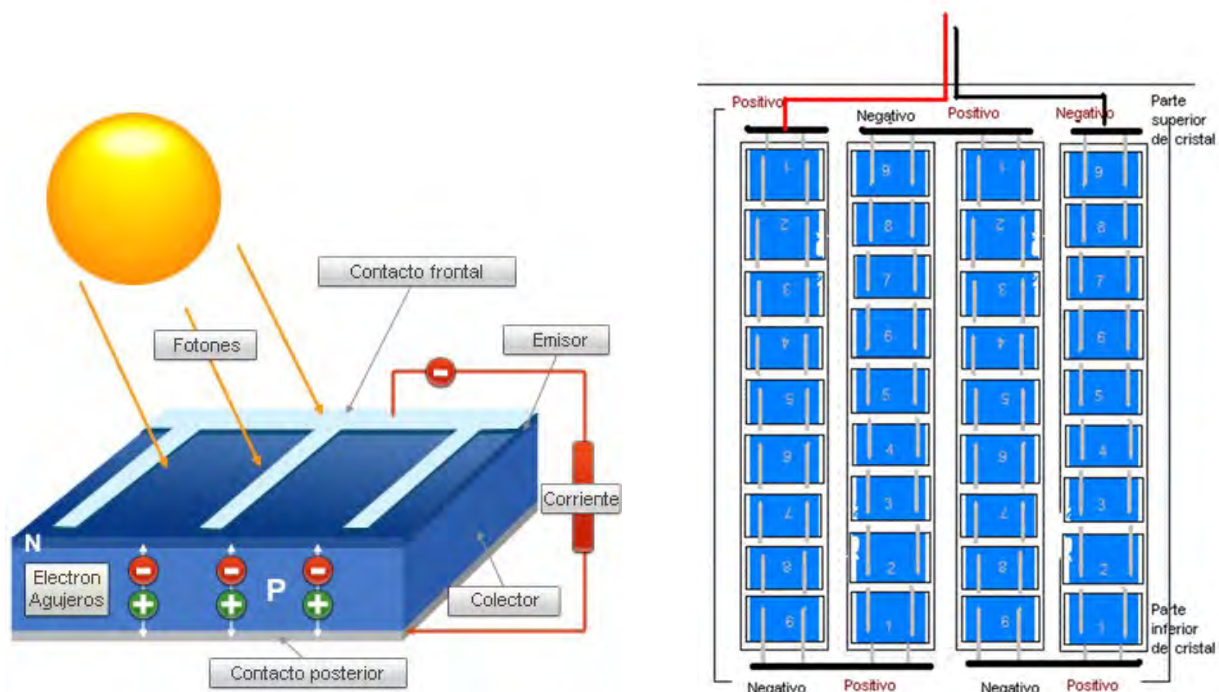


Figura 9: Principio de funcionamiento e interconexión de células. Fuente: Ingmecanica

Debido a que la tensión que proporciona una única célula fotovoltaica está en torno a los 0.6 V, se conectan varias en serie formando una matriz conocida como panel solar fotovoltaico, elevando de esta manera la tensión hasta unos niveles aprovechables.

También es común que los paneles solares se interconecten entre sí en función de las necesidades energéticas de corriente o tensión que se necesiten. De esta manera, podemos encontrarnos dos formas de interconectar los paneles solares:

- ◇ **Conexión en serie:** Representada en la *Figura 10*, se emplea cuando se requiere un sistema solar con mayor tensión que la proporcionada por los paneles. Mediante la conexión del polo negativo de un panel con el polo positivo del siguiente, se logra que la tensión resultante entre el polo

positivo del primer panel y el polo negativo del último sea la suma de las tensiones de todos los paneles interconectados, siendo la corriente idéntica a la de un único panel, suponiéndolos todos iguales.

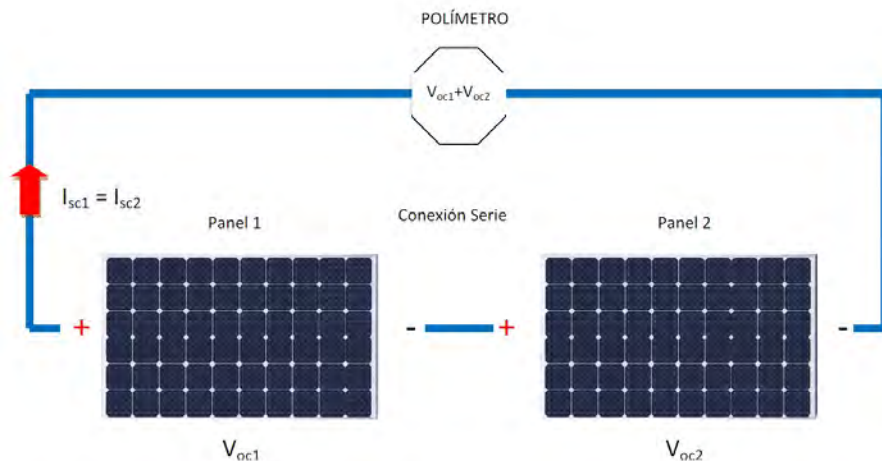


Figura 10: Paneles solares conectados en serie. Fuente: Damiasolar

- ◇ **Conexión en paralelo:** Representada en la *Figura 11*, se emplea cuando se requiere un sistema solar con mayor corriente que la proporcionada por los paneles. Mediante la interconexión de los paneles entre los terminales de igual polaridad, es decir, polos positivos con positivos y polos negativos con negativos, se logra que la corriente resultante proporcionada por el sistema solar sea la suma de las corrientes generadas por el total de paneles interconectados, siendo la tensión la idéntica a la de un único panel, suponiéndolos todos iguales.

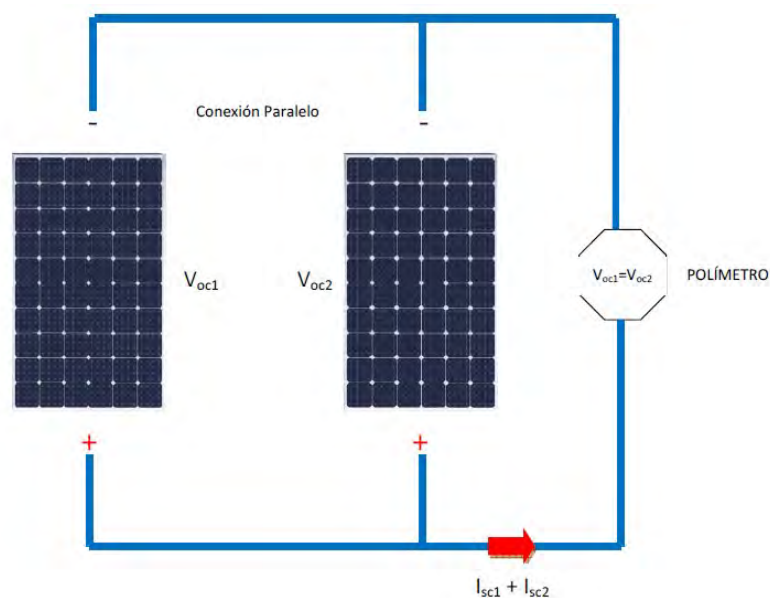


Figura 11: Paneles solares conectados en paralelo. Fuente: Damiasolar

2.3.2 Tipos de paneles solares fotovoltaicos

Actualmente existe una gran variedad de materiales semiconductores que se emplean en la fabricación de células fotovoltaicas formando dos grandes grupos: las células basadas en silicios cristalinos y las basadas en la tecnología “thin-film” o de capa delgada.

- ◇ **Silicio monocristalino:** Producido a partir de un único cristal de silicio, material más abundante en la corteza terrestre, es el tipo de material que ofrece la mayor eficiencia energética, aproximadamente un 25.6 % en laboratorio [14]. Sin embargo, debido a su complejo proceso de fabricación para obtener un único cristal de silicio también es de los más caros.

Este tipo de células tienen una característica forma octogonal que se muestra en la [Figura 12](#), resultado de cortar en obleas el lingote de silicio, y un aspecto muy uniforme de color azul oscuro debido a la pureza del silicio monocristalino. [15]



Figura 12: Panel y célula solar monocristalino. Fuente: Ledwatcher

- ◇ **Silicio policristalino:** Fabricado a partir de silicio que no se extrae de un único cristal, es más barato que el silicio monocristalino debido al menor coste de fabricación. No obstante, la menor pureza del silicio implica una menor eficiencia, entorno a un 21.25% en laboratorio. [14]

El resultado de este tipo de células, tal y como se ve en la [Figura 13](#), es una lámina generalmente rectangular con un aspecto mucho menos uniforme debido a las distintas tonalidades de azul que proporciona cada cristal de silicio.

Uno de los mayores problemas de los paneles formados por células fotovoltaicas basadas en silicio cristalino, tanto de un cristal como de varios, es su mal comportamiento frente a regiones de sombra. Cuando existe un oscurecimiento parcial del panel solar, su eficiencia cae debido a la disposición en serie de las células que lo forman, ya que la corriente proporcionada por el panel se ve limitada a la generada por una célula con sombra, aun estando el resto captando energía solar. [15]



Solar panel

Solar cell

Figura 13: Panel y célula solar policristalina. Fuente: Ledwatcher

- ◇ **Silicio amorfo:** Perteneciente al grupo de células de capa delgada, es fabricado a partir de silicio no cristalino. Es la tecnología más económica de todas las expuestas, pues se puede fabricar fácilmente y sin limitaciones en cuanto a tamaño y forma, permitiendo fabricar paneles compuestos por una única célula de gran tamaño. Sin embargo, es la menos eficiente, poco más de un 10% en condiciones ideales. [14]

La célula resultante se fabrica al depositar una fina capa de silicio amorfo sobre una superficie de materiales como el plástico o el metal y que posibilita numerosas aplicaciones al poder ser un material flexible. Presentan un aspecto completamente uniforme al ser paneles formados por una sola célula y de un color aún más oscuro que los monocristalinos.

Una de las principales ventajas de este tipo de paneles frente a los de silicio cristalino es su comportamiento ante sombreados parciales, pues al ser una única célula la eficiencia no se ve perjudicada por un conexionado en serie. [15]

- ◇ **CIGS:** El silicio no es el único material empleado en la fabricación de células. En la constante búsqueda por mejorar la eficiencia, abaratar costes y proporcionar prestaciones nuevas, se han desarrollado otro tipo de células solares de capa delgada basadas en compuestos como el telururo de cadmio (CdTe), con eficiencias similares al silicio policristalino, pero con las ventajas de las células de capa delgada.

Otro tipo de compuesto empleado es el CIGS, acrónimo del material semiconductor compuesto por Cobre, Indio, Galio y Selenio. Este material actualmente ronda el 21% de eficiencia y es el más caro de producir [14]. Sin embargo, es una tecnología aun en temprano desarrollo y tiene el potencial de ser la más eficiente de las células solares. [15]

En la [Figura 14](#) se puede ver el aspecto que tienen los paneles y células de capa delgada.



Solar panel



Solar cell

Figura 14: Panel y célula solar de capa delgada. Fuente: Ledwatcher

3. DISEÑO DEL SISTEMA

Dadas las especificaciones y funcionamiento general, se conocen los siguientes aspectos del cargador:

- ◇ Fuente de entrada: *Generador solar fotovoltaico*.
- ◇ Potencia de salida: *5W*.
- ◇ Tensión de salida: *5V*.
- ◇ Medio de conversión de la energía: *Convertidor de potencia conmutado*.
- ◇ Medio de almacenamiento de la energía: *Powerbank*.

FLUJO DE LA POTENCIA

El proceso de transferencia de energía desde el Sol hasta un dispositivo externo comienza en los paneles fotovoltaicos que captan la radiación solar, generando en consecuencia una corriente eléctrica a una tensión variable. A continuación, mediante un convertidor de potencia se transforma la energía proporcionada por los paneles a 5V, tensión necesaria para cargar el powerbank interno y los dispositivos conectados al puerto USB.

Como no siempre se necesita o dispone de luz solar, el powerbank interno se carga para aprovechar la energía no usada cuando durante el día para poder realizar cargas por la noche. Para ello, un multiplexor de potencia se encargará de escoger la alimentación óptima para el puerto USB entre el powerbank o la salida del convertidor de potencia.

En la *Figura 15* se puede ver el proceso de transferencia de energía:

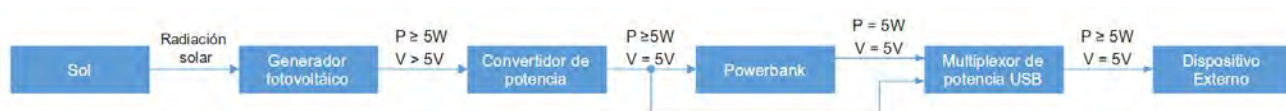


Figura 15: Transferencia de energía desde Sol hasta un dispositivo externo a cargar

FLUJO DEL CONTROL

Este proceso de transferencia y transformación de la energía debe ser controlado para que se realice correctamente. Para ello en primer lugar mediante sensores se conocerán la tensión y corriente de entrada de los paneles solares. Después estas señales se acondicionan para adaptarlas al microcontrolador que las recoge, que en base a estos valores sensados, controlará con un algoritmo MPPT la conmutación del convertidor y, por tanto, su funcionamiento.

Por otro lado, para que energía finalmente llegue al puerto USB de salida se debe controlar el multiplexor de potencia. El microcontrolador recogerá nuevamente las señales acondicionadas de la tensión y corriente de salida del convertidor y en base a estas señales conmutará el multiplexor con una señal de control.

Finalmente, para que el dispositivo móvil a cargar permita la mayor transferencia de energía posible, es necesario que un controlador de carga USB establezca un protocolo de comunicación con el dispositivo externo para indicarle que es un cargador. De no hacerlo, el dispositivo externo se vería limitado al estándar USB, permitiendo la circulación de una menor corriente. En la siguiente *Figura* se puede ver el diagrama anterior con el sistema de control añadido:

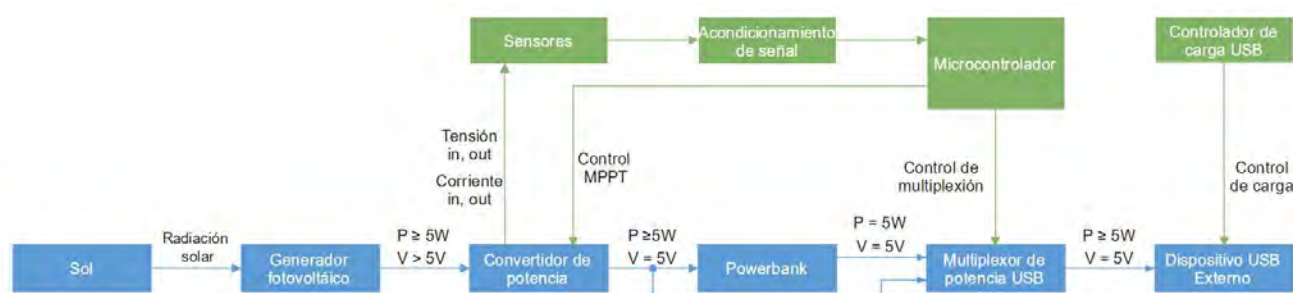


Figura: Adquisición de datos y control del proceso de transferencia

FLUJO DE LA ALIMENTACIÓN INTERNA

Para que todos los elementos involucrados en el control del cargador solar funcionen deben estar alimentados con una tensión V_{cc} de 5V, encargándose de ello el powerbank integrado. Sin embargo, si se diera el caso de que el powerbank se agotará, el cargador solar dejaría de funcionar permanentemente. Al apagarse el microcontrolador, los elementos de conmutación del convertidor de potencia se abrirían, impidiendo que los paneles solares pudieran volver cargar el powerbank, siendo necesario cargarlo externamente para recuperar el funcionamiento normal del cargador.

Para solucionar este problema, cuando el powerbank se agote, la alimentación del sistema de control conmutará mediante otro multiplexor para alimentarse directamente desde el panel solar gracias a un pequeño regulador que proporcione, de forma excepcional debido a su baja eficiencia, la V_{cc} necesaria.

En la *Figura 16* se puede ver el diagrama completo del cargador con la alimentación interna añadida:

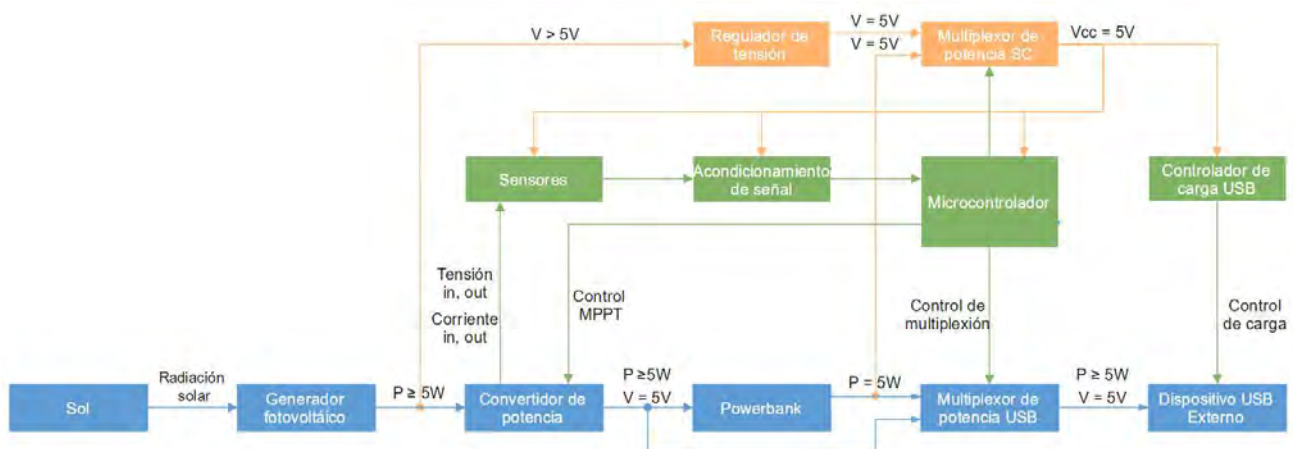


Figura 16: Alimentación interna del cargador solar

4. ELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

Por su disponibilidad, bajo precio, facilidad de uso y por su rica comunidad, se ha optado por un microcontrolador Arduino.

Arduino es una compañía de hardware libre nacida en 2005 que diseña y manufactura placas de desarrollo y que dispone de un entorno de desarrollo propio.

Por un lado, sus placas están compuestas por un microcontrolador y los distintos componentes externos que este necesita, un regulador de tensión que permite variedad en la alimentación y puertos de entrada y salida. Además, normalmente también incluye un puerto de conexión USB desde donde poder comunicarse con el ordenador.

Por otro lado, su IDE, disponible para Windows, Mac OS X y Linux, permite la programación del microcontrolador mediante un lenguaje basado en C/C++.

La placa más versátil y conocida es el Arduino UNO y el microcontrolador Atmel ATmega328 que monta, pues permite numerosas fuentes de alimentación y dispone de suficientes pines de entrada y salida para la mayoría de aplicaciones. Por ello se comercializa en kits de iniciación a la electrónica con gran aceptación en el mercado. Esta placa se ha utilizado en la realización de este proyecto para realizar diversas pruebas durante la fase de diseño del cargador solar.

Sin embargo, el Arduino escogido para el cargador es la Arduino Pro Mini, que ofrece las mismas capacidades de procesamiento y puertos de conexión que el Arduino UNO al emplear el mismo microcontrolador, pero ocupa un 83.5% menos de espacio al emplear un empaquetado distinto carecer de puertos de salida USB y Jack, tal y como se puede ver en la *Figura 17*.

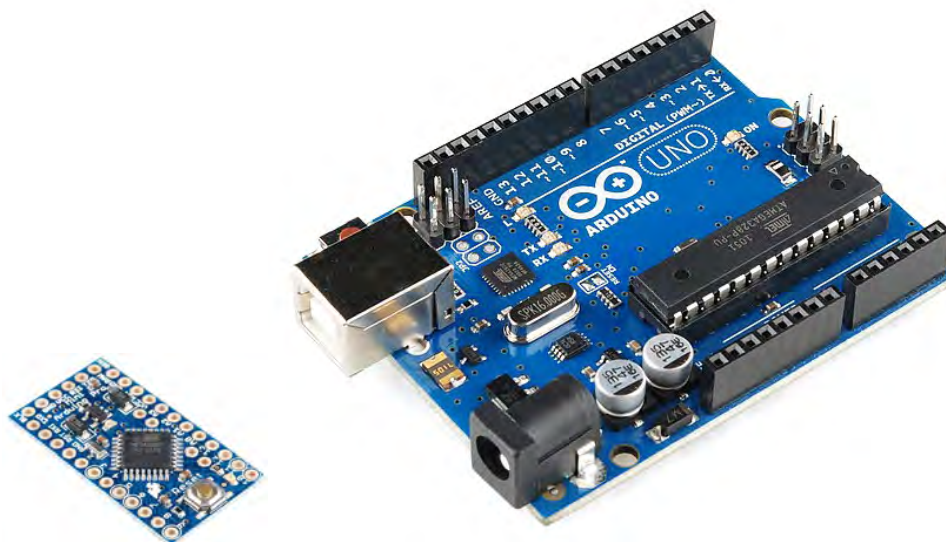


Figura 17: Arduino Pro Mini (izquierda) y Arduino UNO (derecha). Fuente: Arduino

Salvando las diferencias anteriormente comentadas, las especificaciones técnicas generales de las placas se muestran en la *Tabla 1*:

Placa	Arduino Pro Mini	Arduino UNO
Tensión de entrada (V)	5-12	5-12
Conectores de alimentación	Ninguno	USB tipo A y Jack
Conectores de comunicación	Ninguno	USB tipo A
Corriente proporcionada por pin de E/S (mA)	20	20
Pines digitales de E/S	14 (de los cuales 6 pueden ser PWM y 2 interrupciones externas)	14 (de los cuales 6 pueden ser PWM y 2 interrupciones externas)
Pines analógicos de E	6	6
Velocidad del reloj (MHz)	16	16
Dimensiones (mm)	33 x 18	68 X 53

Tabla 1: Especificaciones generales de las placas Arduino

El Arduino Pro Mini puede ser alimentado de dos formas distintas según las fuentes y pines utilizados:

- ◇ **VCC**: para alimentar directamente el Arduino desde una fuente de 5V regulada.
- ◇ **RAW**: admite entre 5V y 12V. Este pin está conectado al regulador de tensión.

En cuanto a la potencia extraíble del Arduino:

- ◇ **Tensión de salida**: 5V.
- ◇ **Potencia extraíble por pin (máximo absoluto)**: 0.2 W (40 mA a 5 V).
- ◇ **Potencia extraíble del Arduino (máximo absoluto)**: 1.0 W (200mA A 5 v).

Respecto a las entradas y salidas digitales (E/S), pines 0 – 13, los siguientes tienen funcionalidades extras:

- ◇ **Pin digital 0**: Transmisor del puerto serie. Tiene la etiqueta TX0.
- ◇ **Pin digital 1**: Receptor del puerto serie. Tiene la etiqueta RX1.
- ◇ **Pines digitales 2, 3**: Permiten activar las interrupciones externas.
- ◇ **Pines digitales 3, 5, 6, 11**: Permiten una salida PWM de hasta 8 bits de resolución.
- ◇ **Pines digitales 9, 10**: Permiten una salida PWM de hasta 16 bits de resolución.
- ◇ **Pin digital 13**: conectado a un LED soldado en la placa.

Finalmente. en lo referente a las entradas analógicas, el ATmega328 dispone de un conversor analógico-digital (ADC) con las siguientes características:

- ◇ **Número de canales**: 6 canales. Pines A0, A1, A2, A3, A4 y A5.
- ◇ **Resolución**: 10 bits.
- ◇ **Tiempo mínimo entre lecturas**: 100 us.

5. ELECCIÓN DEL GENERADOR FOTOVOLTAICO

La elección del generador solar viene marcada por la potencia mínima esperada a la salida del cargador y por las reducidas dimensiones que debe tener. Por tanto, las especificaciones mínimas que debe cumplir el generador fotovoltaico son:

- ◇ Potencia: $P_{panel} \geq 5 \text{ W}$.
- ◇ Factor de forma: equivalente a papel A5 (210 x 148 mm).

5.1 ALTERNATIVAS DE DISEÑO

Los paneles solares fotovoltaicos son elementos relativamente difíciles de encontrar y comprar fuera del ámbito de las instalaciones solares y por ello adquirir paneles de pequeñas dimensiones queda reducido a portales de comercio electrónico que no ofrecen demasiado información técnica.

Panel solar	Alternativa 1	Alternativa 2	Alternativa 3	Alternativa 4
Precio (€)	9.96	8.81	9.18	9.46
Potencia máxima (W)	5.5	4.5	4.5	4.2
Tensión nominal (V)	12	12	18	12
Corriente nominal (mA)	433	375	250	350
Dimensiones (mm)	210 x 165	165 x 165	165 x 165	200 x 130
Superficie ocupada (cm ²)	346.5	272.5	272.5	260
Densidad de potencia (W/m ²)	158.73	165.14	165.14	161.54
Rentabilidad de potencia (W/€)	0.55	0.51	0.49	0.44

Tabla 2: Alternativas de diseño para el panel solar

Como se puede comprobar, la Alternativa 1 es la única que con un solo panel cumple la especificación de diseño $P_{panel_{nom}} = 5 \text{ W}$. Sin embargo, excede el tamaño buscado y ofrece la menor densidad de potencia, factores críticos en una aplicación portátil como la de este proyecto. Por tanto, queda descartada.

Los paneles de las Alternativas 2 y 3 son equivalentes en términos de densidad de potencia y superficie ocupada. Sin embargo, tal y como se puede ver en la [Figura 18](#), exceden las dimensiones buscadas y sobretodo el factor de forma rectangular deseado, por lo que tampoco también se descartan.

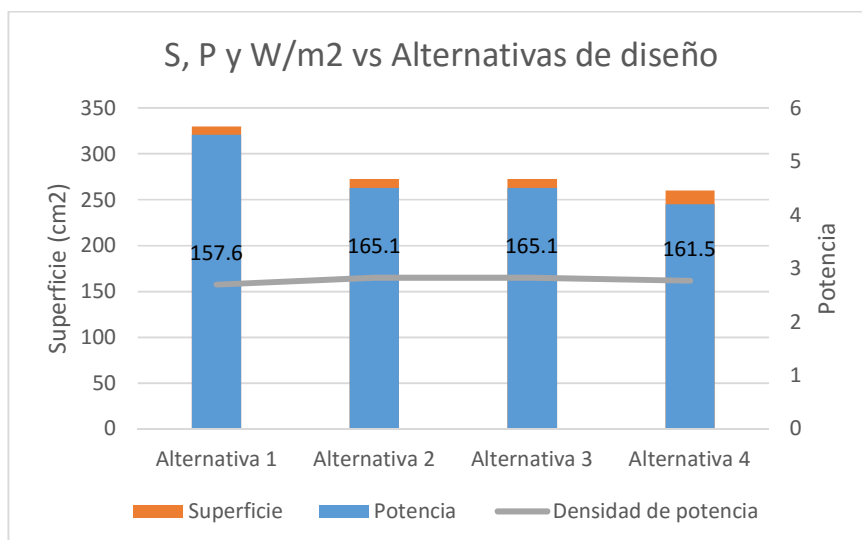


Figura 18: Comparación entre las distintas alternativas de diseño.

Finalmente, el panel de la Alternativa 4 presenta la menor potencia de todas las alternativas planteadas, pero tiene las dimensiones más reducidas y ofrece el factor de forma rectangular buscado.

Por tanto, la alternativa escogida es la **Alternativa 4**.

5.2 SOLUCIÓN ESCOGIDA

El generador fotovoltaico estará compuesto por dos paneles solares de la Alternativa 4 similares a los de la *Figura 19*, cumpliendo de la siguiente manera las especificaciones buscadas:

- ✓ Potencia máxima: $8.4 \text{ W} > 4 \text{ W}$.
- ✓ Factor de forma: rectangular.
- ✓ Ancho: $130 \text{ mm} < 148 \text{ mm}$.
- ✓ Alto: $200 \text{ mm} < 210 \text{ mm}$.

Los paneles solares se conectarán al cargador solar mediante un conector de 4 vías **MC000036 de Multicomp**.

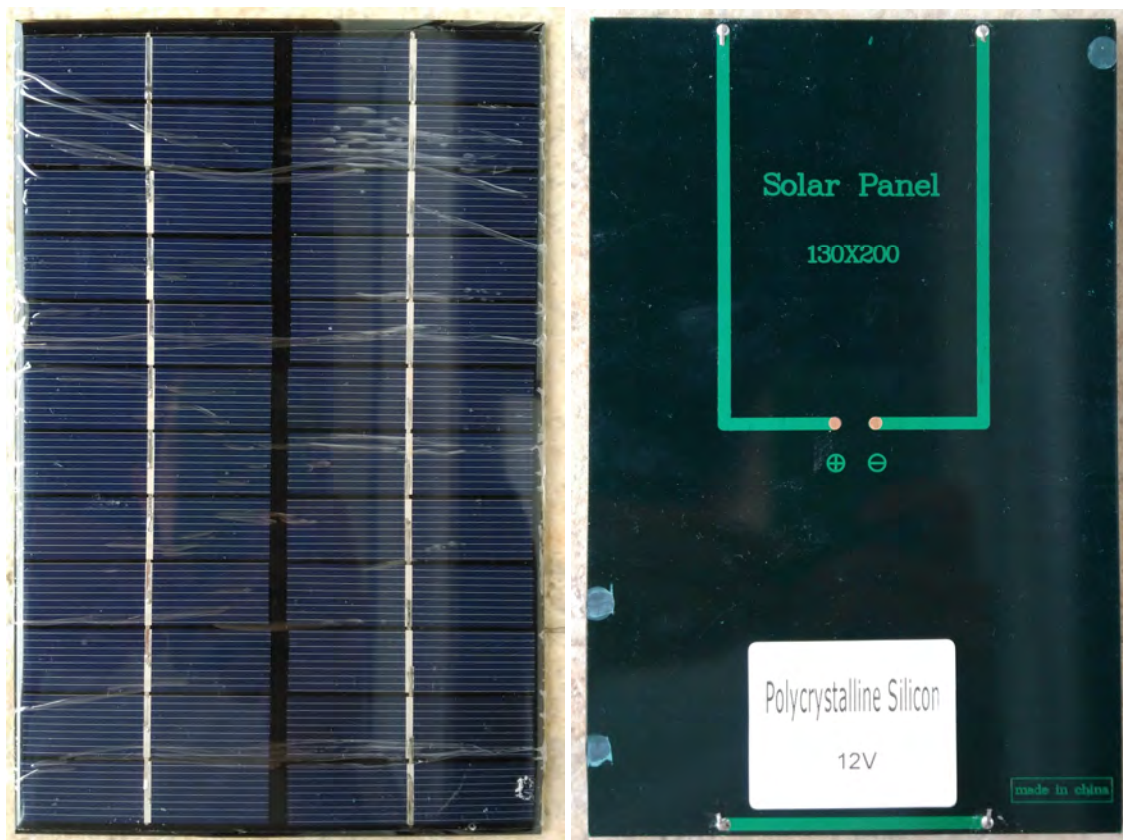


Figura 19: Panel solar fotovoltaico escogido

6. ELECCIÓN DEL POWERBANK

Con el objetivo de lograr que el ratio de carga de un dispositivo externo conectado al powerbank escogido sea próximo a un cargador de pared, se han establecido las siguientes especificaciones de diseño:

- ◇ Tensión de entrada: $V_{batt,in} = 5 \text{ V}$.
- ◇ Corriente de entrada: $I_{batt,in} = 1 \text{ A}$.
- ◇ Tensión de salida: $V_{batt,out} = 5 \text{ V}$.

Se impuso como restricción de diseño escoger un powerbank comercial de bajo coste del que ya se dispusiera con el objetivo estudiar su funcionamiento interno. De esta manera, la [Tabla 3](#) recoge las características de los powerbanks típicos de un regalo promocional de la [Figura 20](#).

Powerbank	Alternativa 1	Alternativa 2
Precio (€)	Gratis	Gratis
Proveedor	Vodafone	BBVA
Autonomía (mAh)	2200	2200
Puerto de entrada	Micro USB	Micro USB
Puerto de salida	USB tipo A	USB tipo A
Tensión de entrada y salida (V)	5	5
Corriente de entrada (mA)	500	500
Corriente de salida (mA)	1000	1000
Dimensiones (mm)	95 x 22 x 22	96 x 22 x 24
Modo de carga	Interruptor	Automático
Indicadores LED	Carga y descarga	Carga y descarga

Tabla 3: Comparativa entre alternativas de powerbanks.

Salvando que la Alternativa 2 es un poco más ancha que la Alternativa 1, como se puede comprobar no hay diferencias destacables en cuanto a especificaciones técnicas. Sin embargo, sí que hay diferencias importantes en cuanto al modo de funcionamiento: Para que un dispositivo móvil conectado a Alternativa 1 se cargue debe pulsarse manualmente un interruptor situado en la parte superior del powerbank, mientras que en la Alternativa 2 el dispositivo se carga de forma automática.



Figura 20: Alternativas de powerbank

Dado que el powerbank buscado debe funcionar de forma transparente al usuario final al ir integrado dentro del cargador, la Alternativa 1 no es válida al ser necesaria la activación manual, por tanto, la solución escogida es la **Alternativa 2**, que cumple teóricamente las especificaciones iniciales:

- ✓ Capacidad: 2200 mAh.
- ✓ Tensión de entrada: $V_{batt,inAlt\ 1} = 5\text{ V}$.
- ✓ Corriente de entrada: $I_{batt,inAlt\ 1} = 0.5\text{ A}$.
- ✓ Tensión de salida: $V_{batt,outAlt\ 1} = 5\text{ V}$.
- ✓ Corriente de salida: $I_{batt,outAlt\ 1} = 1\text{ A}$.
- ✓ Funcionamiento automático: *sí*.
- ✓ Tiempo de carga: de 3 a 4 horas.

6.1 ANÁLISIS INTERNO DEL POWERBANK

El powerbank escogido actúa como una caja negra de cara al usuario, pues su manual de instrucciones no es una hoja de características donde indique componentes, especificaciones y bajo qué condiciones se cumplen. Por ejemplo, en el manual de instrucciones indica que dispone de 12 tipos de protecciones eléctricas y un sistema de carga inteligente, pero no lo detalla.

Por todo ello, fue necesario abrir el powerbank para ver que se encontraba en su interior, tal y como se ve en la *Figura 21*. Al hacerlo se distinguieron dos módulos principales: por un lado, un circuito electrónico contenedor de las protecciones eléctricas, el sistema de carga y el convertidor elevador que consigue los 5V a la salida, y por otro una batería que almacena la energía.

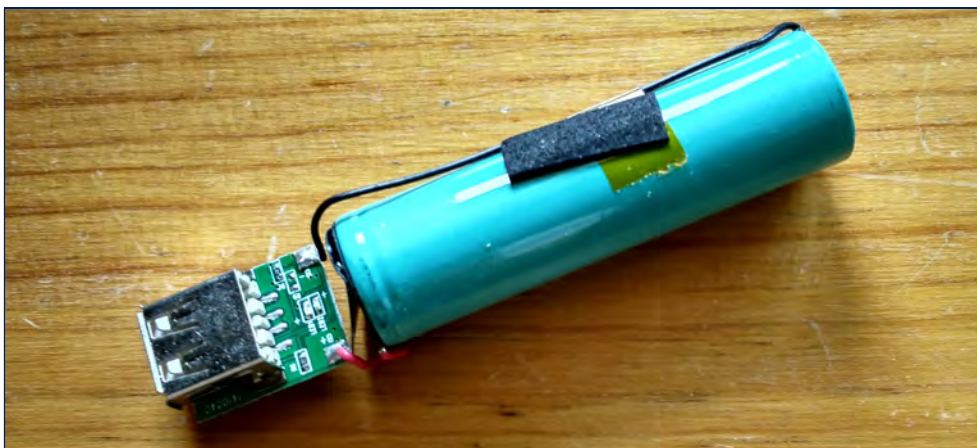


Figura 21: Powerbank escogido sin la carcasa exterior.

BATERÍA

Respecto a la batería, la única información que se puede extraer es su denominación: “*GOB18650 - 14F20-20D-3.7V*”. Del código *GOB18650* se conoce que cumple que con la especificación 18650, la cual indica que mide 18 mm de diámetro por 650 mm de largo. Sobre *14F20-20D*, no fue posible extraer información, pero si sobre el fragmento *3.7V*, que indica que es una batería del tipo LI-ION (ion de litio). No ha sido posible por tanto discernir la capacidad de la batería, siendo necesario emplear un método experimental.

CIRCUITO ELECTRÓNICO

En cuanto al circuito electrónico mostrado en la *Figura 22*, mediante inspección visual se ha podido comprobar que integra los siguientes componentes:

- ◇ **Diodo rectificador Schottky SS14:** empleado para proteger la polaridad del Sistema y evitar circulación de corriente de la entrada del powerbank al cargador externo, y desde el dispositivo móvil a cargar a la salida del powerbank.
- ◇ **Integrado DWO1:** se encarga de proteger la batería li-ion de sobre-cargas, sobre-descargas y sobre-corrientes.
- ◇ **Integrado BCT3692B:** es el convertidor de potencia que eleva la tensión de la batería hasta los 5 V de salida del powerbank. La presencia de la bobina está ligada a este integrado, limitando la corriente y tensión de salida para no dañar el dispositivo móvil a cargar.
- ◇ **Integrado AM8205:** Contiene en su interior dos transistores MOSFET de canal N presumiblemente dedicados a la protección del powerbank.

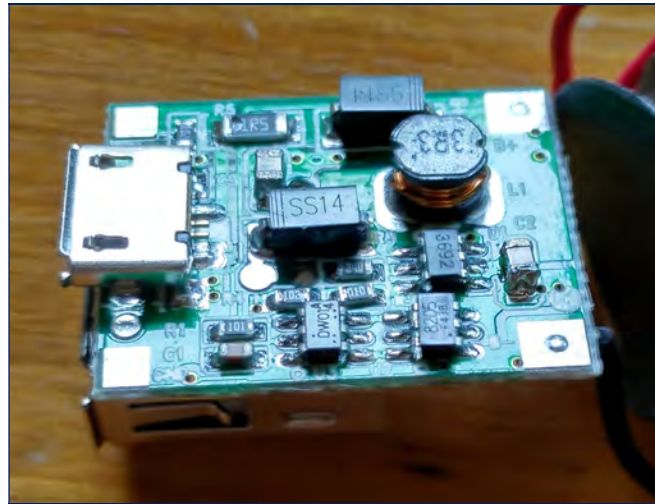


Figura 22: Circuito electrónico del interior del powerbank.

6.2 ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO DEL POWERBANK ESCOGIDO

Con el fin de estimar si la capacidad de la batería li-ion era realmente de 2200 mAh y la corriente de entrada y salida era de 500 mA y 1000 mA respectivamente, se planteó un banco de pruebas en el que enfrentar el powerbank a distintas cargas conocidas para estudiar el tiempo de descarga y carga desde. El sistema de recogida, procesamiento y visualización de datos se realizó con Arduino y Processing, software para ordenadores con un lenguaje de programación basado en Java y orientado a la representación gráfica.

6.2.1 Diseño del banco de pruebas

El banco de pruebas consta una carga variable formada por cuatro resistencias de 10 Ω y 25 W en paralelo separadas por interruptores que varían la carga y por tanto la corriente demandada al powerbank de acuerdo a la *Tabla 4*.

Interruptor SW1	Interruptor SW2	Interruptor SW3	Estado a estudiar del powerbank	Carga equivalente (Ω)	Corriente por la carga (mA)
1	1	1	Descarga	2.5	2000
1	1	0	Descarga	5	1000
1	0	X	Descarga	10	500
0	X	X	Carga	Circuito Abierto	0

Tabla 4: Tabla de verdad del funcionamiento del banco de pruebas.

El banco de pruebas tiene también de una placa de desarrollo Arduino UNO para la adquisición de datos. Para ello se sensa la tensión $V_{batt,out}$ conectando el terminal positivo de la salida o entrada USB del powerbank al pin analógico A0 y el terminal negativo a al pin GND de referencia del Arduino. El esquema del banco de pruebas, así como el diseño fabricado, se pueden ver en las *Figuras 23 y 24*.

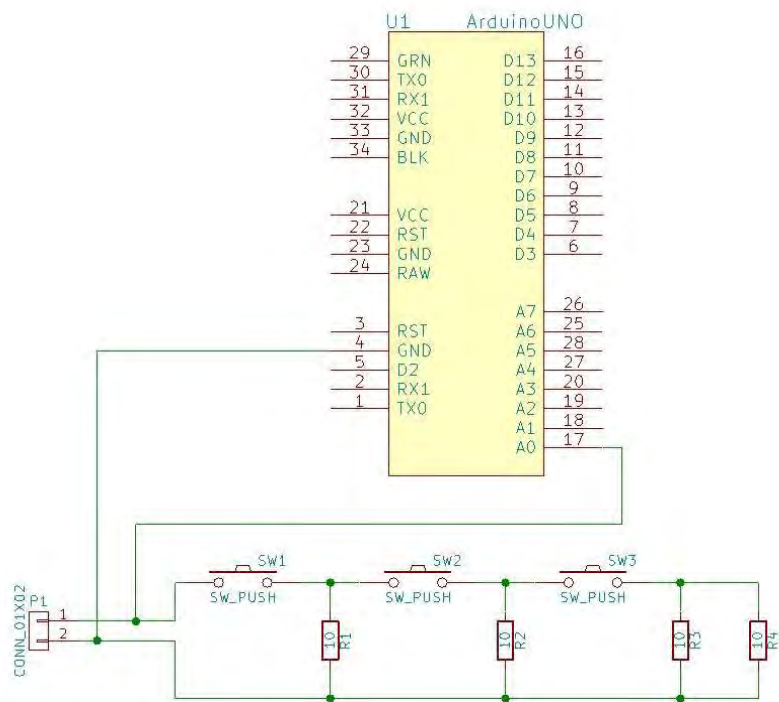


Figura 23:Esquema del banco de pruebas

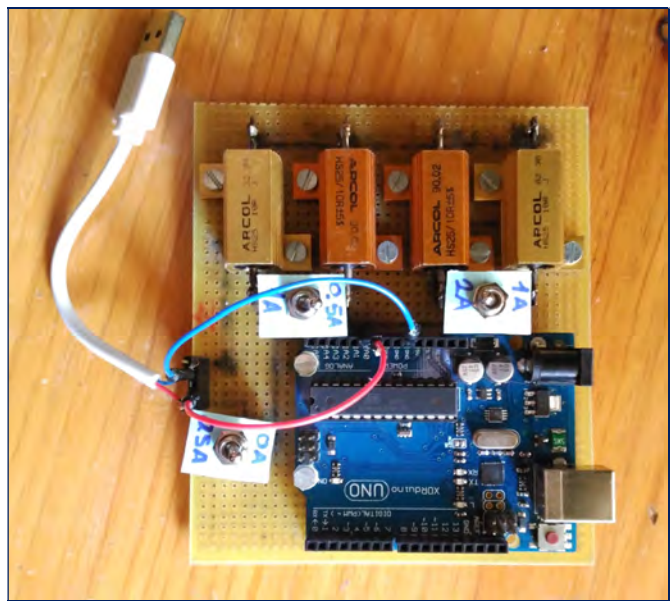


Figura 24:Banco de pruebas montado

6.2.2 Sistema de adquisición de datos

Tal y como muestra el flujograma de la *Figura 26* y el código de los *ANEXOS X* y *XI*, cada 15 segundos el Arduino realiza una lectura con 10 bits de resolución a través del pin analógico A0 y lo envía al ordenador

al que está conectado mediante el puerto serie del USB. Una vez en el ordenador, con el software Processing se representan en tiempo real los puntos enviados mientras que a la vez se guardan en un fichero CSV (Comma Separated Values) similar al de la *Figura 25* para procesar la información en una hoja de cálculo.

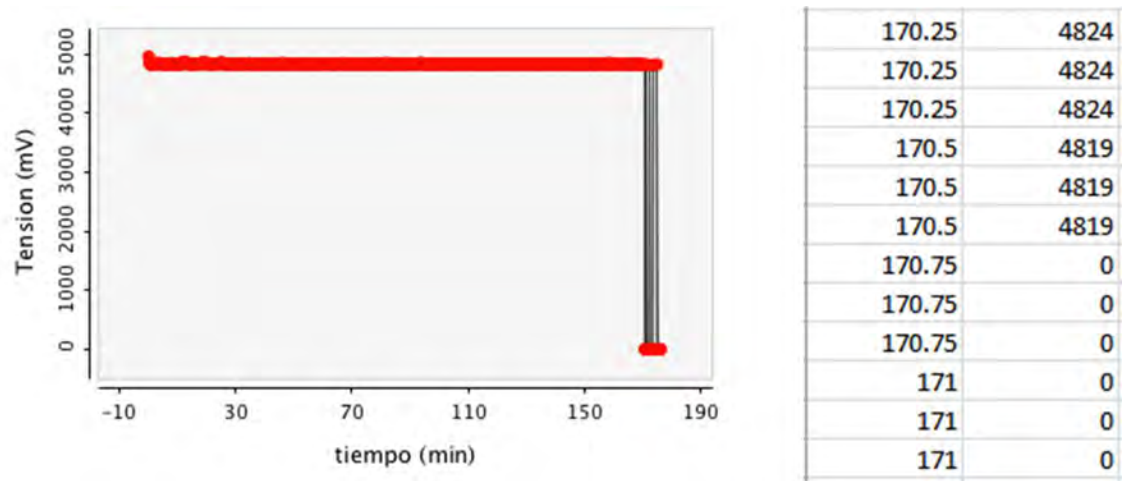


Figura 25:Representación gráfica (izquierda) y en CSV (derecha) de un ciclo de descarga

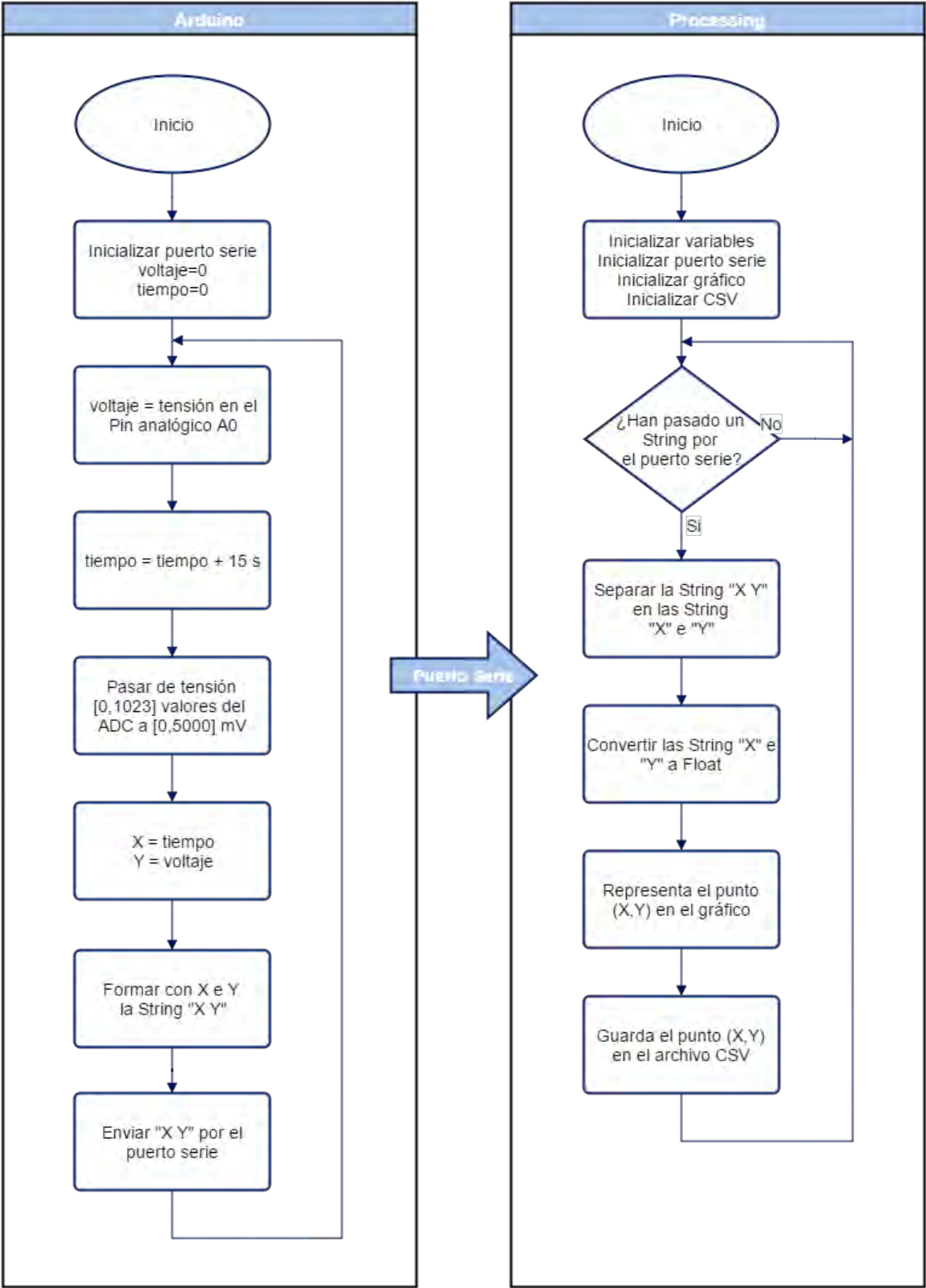


Figura 26: Flujograma del código Arduino y Processing

6.2.3 Pruebas de carga

A fin de probar el powerbank bajo las especificaciones de carga por USB de 500 mA a 5 V y 1000 mA a 5 V, se han realizado dos ciclos de carga por especificación para evitar datos atípicos, dando como resultado los gráficos de las Figuras 27 y 28.

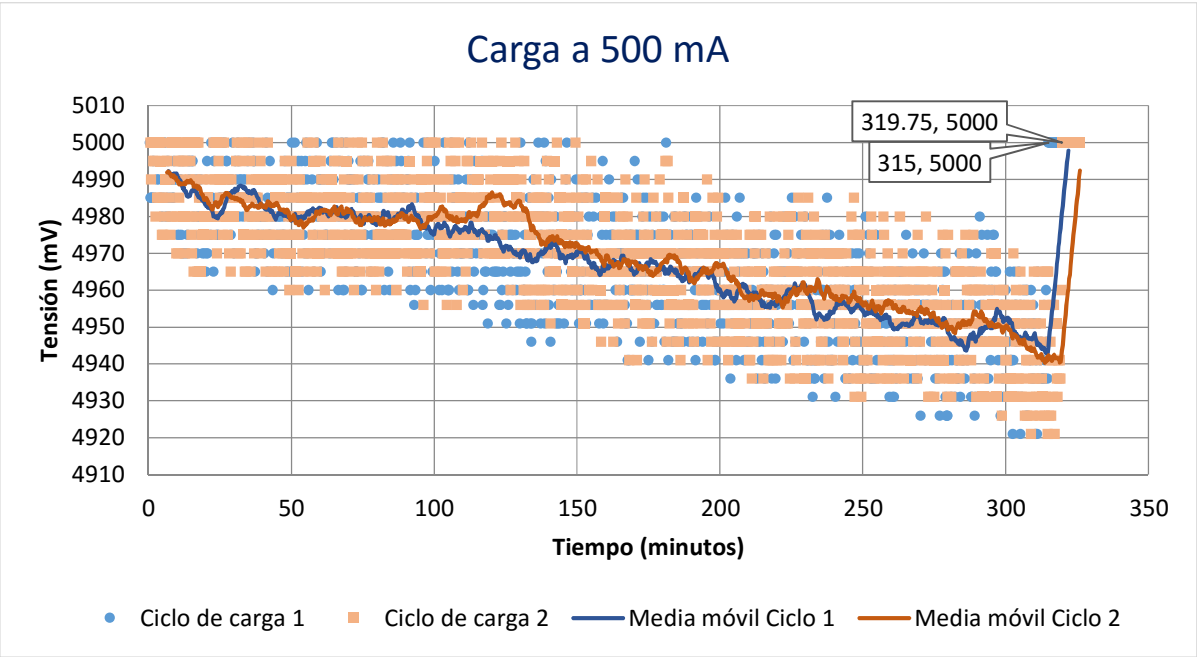


Figura 27: Ciclo de carga del powerbank a 500 mA con datos procesados en Excel

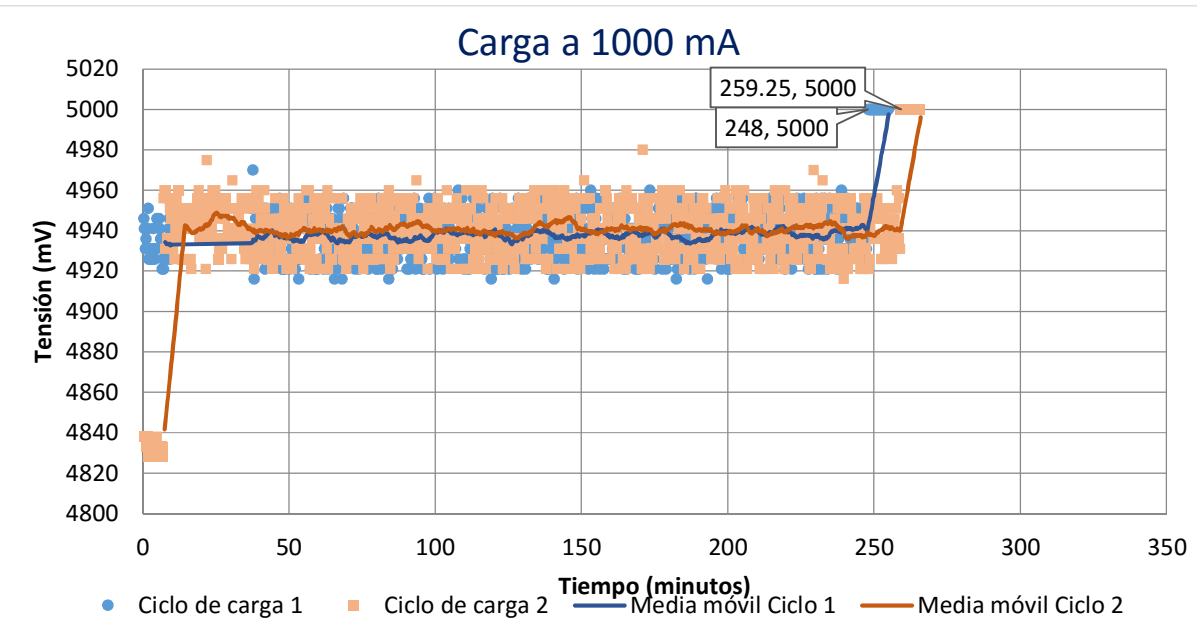


Figura 28: Ciclo de carga del powerbank a 1000 mA con datos procesados en Excel

6.2.4 Pruebas de descarga

A fin de probar el powerbank bajo las especificaciones de descarga por USB de 500 mA a 5 V y 1000 mA a 5 V, se han realizado dos ciclos de descarga por especificación para evitar datos atípicos, dando como resultado los gráficos de las Figuras 29 y 30.

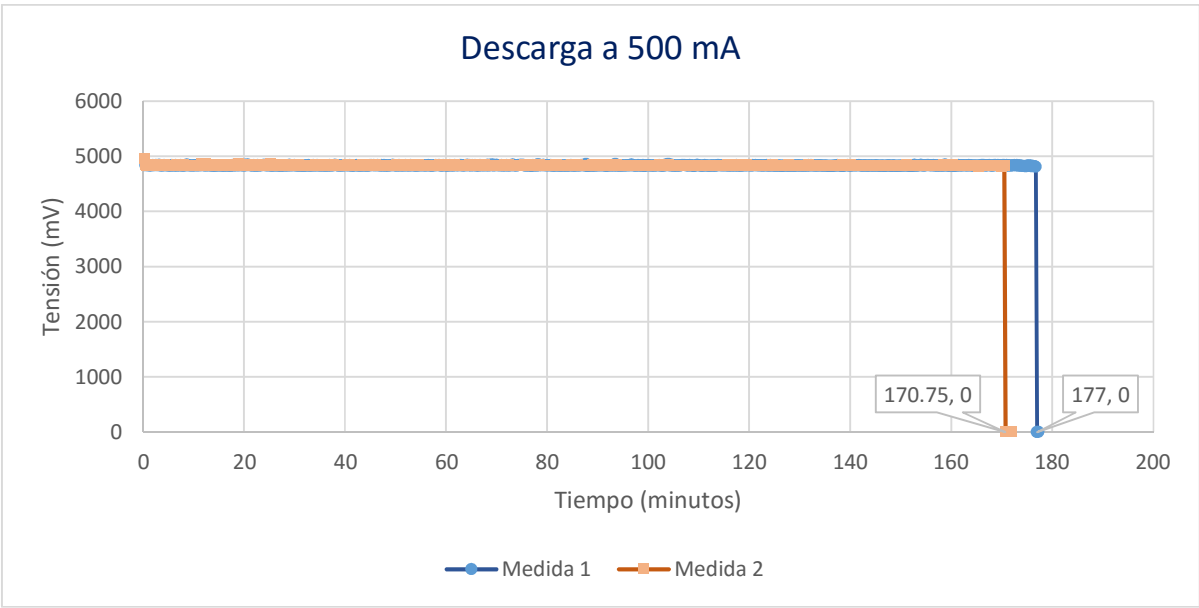


Figura 29: Descarga del powerbank a 500 mA con datos procesados en Excel

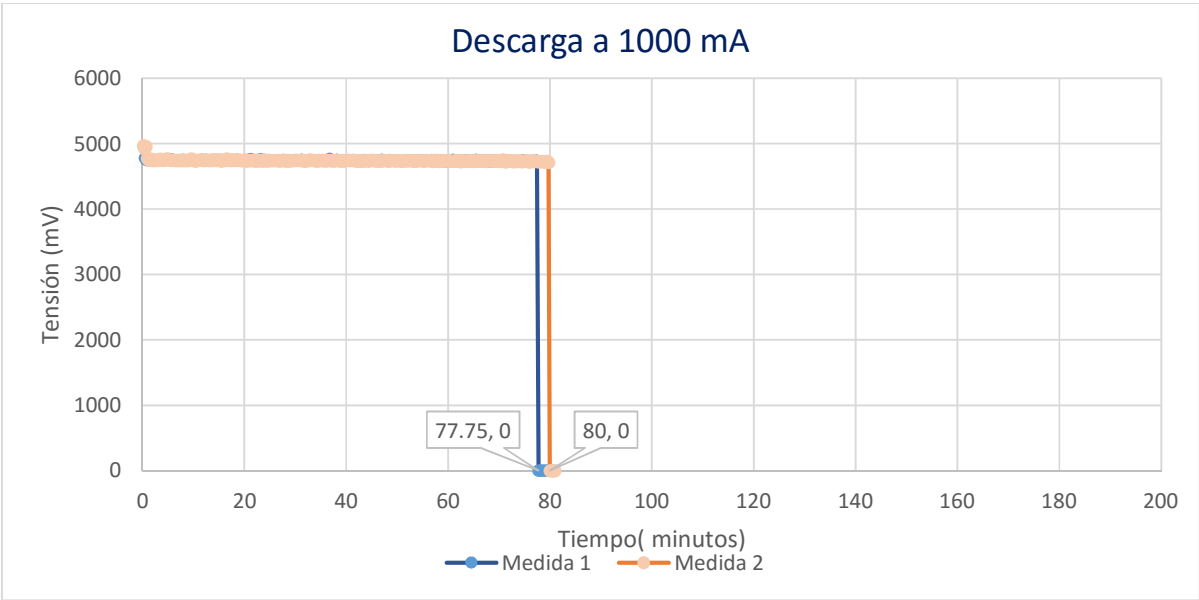


Figura 30: Descarga del powerbank a 1000 mA con datos procesados en Excel

6.2.5 Resumen

Los resultados de los distintos ciclos de carga y descarga realizados se resumen en la *Tabla 5*:

Operación	Ciclo 1 (min)	Ciclo 2 (min)	Media (horas)
Tiempo de carga a 0.5 A	315	319.75	5.29
Tiempo de carga a 1.0 A	248	259.25	4.23
Tiempo de descarga a 0.5 A	177	170.75	2.90
Tiempo de descarga a 1.0 A	77.74	80	1.31

Tabla 5: Tiempos de carga y descarga resultantes

Respecto a la entrada, se comprueba que el powerbank tarda en cargarse 5.29 horas bajo unas especificaciones de carga de 500 mA a 5V, dando como resultado una carga estimada de 2645 mAh según la ecuación 6.1. Teniendo en cuenta las posibles pérdidas en todo el proceso de carga se puede dar por cierto que la batería li-ion del powerbank tiene una capacidad de 2200 mAh.

$$\begin{aligned} \text{Carga del powerbank} &= \text{Cor de carga} * \text{Tiempo de carga} = \\ &= 500 \text{ mA} * 5.29 \text{ horas} = 2645 \text{ mAh} \end{aligned}$$

Ecuación 6.1

Otro factor relevante que se observa es que cuando se trata de cargar el powerbank con una corriente por encima de los 500 mA establecidos en las especificaciones, en este caso con 1000 mA, se observa que el tiempo de carga se reduce de 5.29 a 4.23 horas, por lo que a priori se puede afirmar que el límite de corriente de carga real es superior a 500 mA.

Finalmente, respecto a la descarga del powerbank se puede concluir que efectivamente puede suministrar una corriente de 1000 Ma. Sin embargo, los tiempos de descarga en relación a la corriente proporcionada muestran una capacidad de carga real mucho menor que 2200 mAh. Partiendo nuevamente de la ecuación 6.1 y aplicándola a este a este caso da como resultado 1331 mAh.

$$\begin{aligned} \text{Carga del powerbank} &= 1000 \text{ mA} * 1.31 \text{ horas} = 1331 \text{ mA} \end{aligned}$$

Ecuación 6.2

Para confirmar este descubrimiento, se trató de cargar un smartphone de 2000 mAh con en el powerbank. Se apagó el smartphone con un 4% de batería y se conectó al powerbank. Pasados 112 minutos el powerbank se había quedado sin carga y la el smartphone estaba al 83%, el powerbank había cargado un $83\% - 4\% = 79\%$ de la batería: 1501 mAh, quedando por tanto confirmado que la carga real que ofrece es menor que 2200 mAh.

Las especificaciones reales del powerbank escogido son las siguientes:

- ✓ Tensión de entrada: $V_{batt,inAlt\ 1} = 5\text{ V}$.
- ✓ Corriente de entrada: $I_{batt,inAlt\ 1} = 0.5\text{ A} - 1\text{ A}$.
- ✓ Tensión de salida: $V_{batt,outAlt\ 1} = 5\text{ V}$.
- ✓ Corriente de salida máxima: $I_{batt,outAlt\ 1} = 1\text{ A}$.

En la *Figura 31* se puede ver un proceso de adquisición completo con todos los elementos involucrados: powerbank, banco de pruebas, Arduino y ordenador con el software Processing.



Figura 31: Ciclo de carga medido con el banco de pruebas, Arduino y Processing

7. DISEÑO DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

Un regulador de potencia en un sistema electrónico que acondiciona una energía eléctrica de entrada a unas especificaciones de salida deseadas, pudiendo estar presente en aplicaciones de alta tensión, como por ejemplo en una subestación eléctrica, y de baja tensión, como un smartphone.

En el campo de los cargadores solares, los reguladores de potencia son los encargados de acondicionar la tensión proporcionada por los paneles solares fotovoltaicos para cargar la batería interna del cargador y la externa de un dispositivo móvil.

En función de las prestaciones buscadas, encontramos dos grandes grupos: los reguladores lineales y los convertidores conmutados. El primer paso será establecer qué tipo de regulador es capaz de cumplir las siguientes especificaciones:

- ◇ Pérdidas de potencia máximas: $P_{perdidas_{max}} = 0.5 \text{ W}$.
- ◇ Tensión de entrada típica: $V_{reg,in_{nom}} = 12 \text{ V}$.
- ◇ Tensión de salida: $V_{reg,ou} = 5 \text{ V}$.

Dado que se busca aprovechar la mayor potencia posible que entrega el panel solar y cumplir la especificación de diseño inicial de obtener una potencia mínima de 5W a la salida, se ha fijado una décima parte de este máximo para pérdidas: 0.5 W. Es necesario minimizarlas porque el cargador tendrá otras pérdidas que no se podrán evitar. Además, difícilmente se puede conseguir la potencia máxima de 8.4 W al estar está definida para una radiación solar de 1000 W/m^2 , ya que en España como máximo se registran valores en torno a 800 W/m^2 como máximo según datos de AEMET. [16]

7.1 REGULADORES LINEALES Y CONMUTADOS

7.1.1 Reguladores lineales

Ampliamente utilizados por su facilidad de uso, Los reguladores lineales de tensión actúan como un divisor de tensión con una resistencia que varía en función de un rango de tensiones de entrada para fijar la tensión de salida. Uno de los más utilizados es el integrado L7805 de Fairchild Semiconductor de la [Figura 32](#), que regula a 5V tensiones de hasta 35V usando para ello solo tres pines: un pin para la alimentación de entrada, un pin para la salida y un pin para la masa, siendo necesarios tan solo un par de condensadores en paralelo con la entrada y la salida para funcionar correctamente.



Figura 32: Regulador L7805

Sin embargo, dispositivos como el L7805 presentan un gran inconveniente: su eficiencia. Para acondicionar una tensión, el regulador lineal disipa en forma de calor una potencia proporcional a la diferencia de tensión entre la entrada y la salida, provocando unas pérdidas de potencia inaceptables para sistemas portátiles como este.

Los dos paneles solares escogidos generan 8.4W a 12 V y proporciona la siguiente corriente de acuerdo a la expresión 7.1:

$$I_{panel_{nom}} = \frac{P_{panel}}{V_{panel_{nom}}} = \frac{8.4 \text{ W}}{12 \text{ V}} = 0.7 \text{ A}$$

Ecuación 7.1

Si se empleara un L7805 para regular de 12 V a 5 V, se obtendría la misma corriente, pero distinta potencia:

$$P_{reg_{out}} = I_{reg_{out}} * V_{reg_{out}} = 0.7 \text{ A} * 5 \text{ V} = 3.5 \text{ W}$$

La diferencia de potencia entre la entrada y la salida es desperdiciada en forma de calor:

$$P_{perdidas} = P_{reg_{in}} - P_{reg_{out}} = 8.4 \text{ W} - 3.5 \text{ W} = 4.9 \text{ W}$$

Ecuación 7.2

Estas pérdidas equivaldrían a un 58.33% del total, es decir más de la mitad de la potencia de los paneles se desperdiciaría. Este valor supera por mucho el 6% máximo establecido en las especificaciones y, por tanto, los reguladores lineales no pueden ser utilizados para esta aplicación.

7.1.2 Reguladores conmutados. Convertidor reductor

Un regulador de potencia conmutado es un circuito electrónico compuesto por elementos discretos que son capaces de transferir y transformar una energía de entrada en una de salida con eficiencias mucho mayores que las de los reguladores lineales. La principal razón es que estos circuitos están formados por elementos en conmutación en los que tensión y corriente conviven mínimamente, y elementos reactivos cuya potencia activa consumida es idealmente cero.

Un regulador de potencia que transforma una tensión de entrada continua en una tensión de salida menor, recibe el nombre de convertidor reductor. Los elementos de conmutación, en este caso MOSFET,

que se encienden y apagan con un ciclo de trabajo establecido, logran que la tensión de entrada se torne en una señal alterna que carga y descarga un filtro LC que transforma la energía y elimina la componente alterna las señales, dejando a la salida solo la componente continua.

7.2 CONVERTIDOR REDUCTOR

La topología del convertidor reductor se observa en la *Figura 33*.

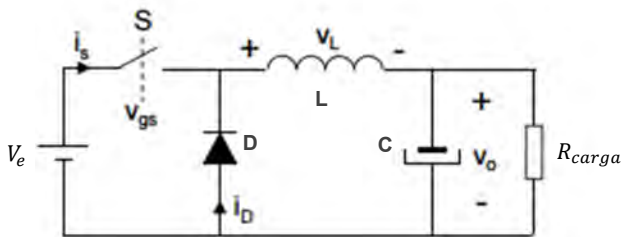


Figura 33: Topología del convertidor reductor

$$\begin{aligned} V_{regin} &= 12 \text{ V} \\ V_{regout} &= 5 \text{ V} \\ P_{regin} &= 8,4 \text{ W} \\ P_{perdidas_{max}} &= 0.5 \text{ W} \end{aligned}$$

V_e corresponde con V_{regin} , V_o con V_{regout} . Por su parte, S ejemplifica el transistor MOSFET de potencia y R_{carga} simula la demanda energética que tendrá el convertidor.

De los dos modos de funcionamiento del convertidor: MCD (Modo de Conducción Discontinua) y (Modo de Conducción Continua), los cuales difieren en que en el primero la corriente por la bobina en algún momento es cero mientras que en el segundo siempre se mantiene mayor que cero, se elige MCC debido a que en este modo la variación de la tensión de entrada es lineal con la variación de la tensión de salida, algo que facilita el control. Para garantizar este régimen de funcionamiento se ha fijado una $\Delta I_{L_{max}} = 20 \%$.

Por otro lado, dado que la salida del convertidor se llega a conectar directamente a la salida USB y, por tanto, al dispositivo externo a cargar, se ha fijado que el rizado de tensión de salida debe ser mínimo para garantizar una tensión regulada y estable, escogiéndose $\Delta V_{c_{max}} = 0.5 \%$.

En régimen permanente, se deben cumplir las siguientes condiciones en todo convertidor:

- ◇ $\overline{u_L} = 0$: para evitar saturar la bobina. Si el valor medio no fuese cero, la corriente por la bobina aumentaría indefinidamente hasta la saturación.
- ◇ $\overline{i_C} = 0$: para evitar romper el dieléctrico del condensador. Si el valor medio no fuese cero, el condensador aumentaría su tensión hasta romper el dieléctrico que contiene.
- ◇ $P_e = P_o$: dado que teóricamente en el convertidor no hay ningún elemento que disipe potencia, la potencia a la entrada se debe transferir íntegramente a la salida.

Un convertidor reductor, en función de si el interruptor, en este caso un MOSFET, está disparado o no, se distinguen los siguientes periodos de funcionamiento en MCC:

- ◇ T_{ON} : tiempo en el que el MOSFET de potencia está cerrado. La energía se transmite desde el panel solar a la bobina y al condensador y, desde estos, a la carga. En esta etapa el diodo está abierto.

$$T_{ON} = D \cdot T_{PWM}$$

Ecuación 7.3

Donde T_{PWM} corresponde con la inversa de f_{PWM} .

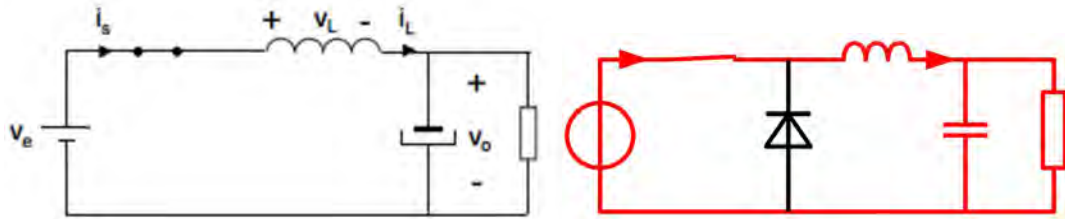


Figura 34: Circuito equivalente y recorrido de la corriente durante T_{ON}

- ◇ T_{OFF} : tiempo en el que el MOSFET de potencia está abierto. La energía se transmite desde la bobina y el condensador a la carga. En esta etapa el diodo está cerrado.

$$T_{OFF} = (1 - D) \cdot T_{PWM}$$

Ecuación 7.4

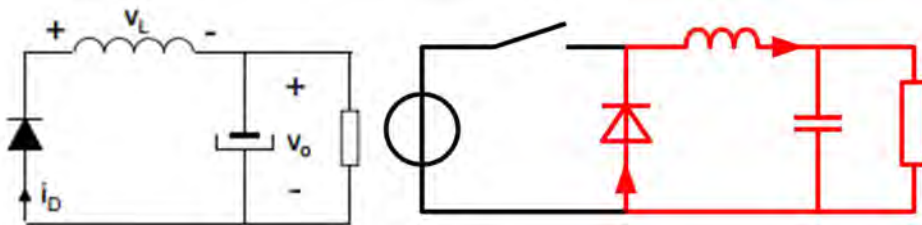


Figura 35: Circuito equivalente y recorrido de la corriente durante T_{OFF}

Una vez fijada la frecuencia de conmutación f_{PWM} , el primer paso en el dimensionamiento del convertidor pasa por deducir la expresión que relaciona a V_e y V_o con D , ciclo de trabajo de la señal PWM. Para ello se aplica la condición del régimen permanente $\overline{u_L} = 0$. Gráficamente esta condición se da cuando el área encerrada por la señal durante T_{ON} (A en la [Figura 36](#)) y T_{OFF} (B en la [Figura 36](#)) son iguales. Igualando los dos periodos obtenemos el siguiente balance voltios-segundo:

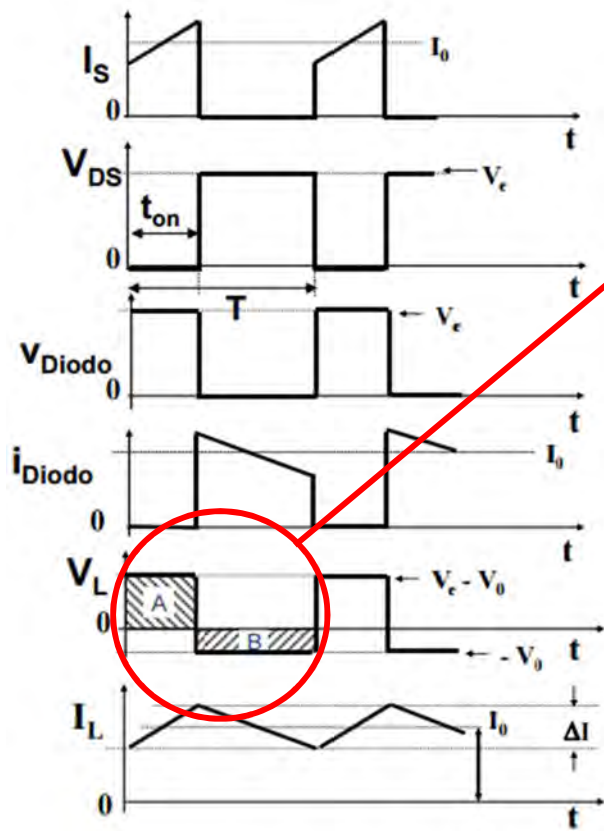


Figura 36: Formas de onda del convertidor reductor en MCC

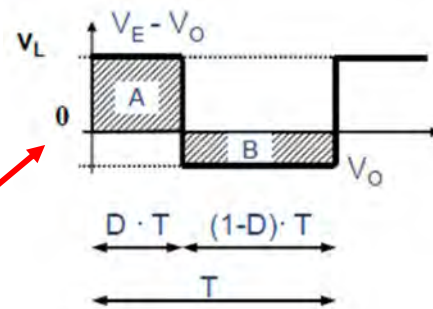


Figura 37: Balance voltios-segundo

$$(V_e - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) \cdot T$$

$$V_o = V_e \cdot D$$

Ecuación 7.5

Una vez deducida la expresión 7.7, el procedimiento para dimensionar el resto del convertidor es el siguiente:

◇ **Bobina L.** La ecuación característica de un inductor es la siguiente:

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt}$$

Ecuación 7.6

Desarrollando la expresión para uno de los periodos de funcionamiento del convertidor y despejando la corriente, se obtiene la variación de la corriente por la bobina Δi_L . Se podría escoger tanto T_{ON} como T_{OFF} para esta expresión, sin embargo, es más apropiado escoger este último ya que así la expresión 7.9 depende únicamente de la tensión de salida, supuesta constante.

$$V_L = L \cdot \frac{di_L}{dt} \approx \Delta i_L = \frac{V_L \cdot \Delta t}{L} \rightarrow \Delta i_L|_{T_{OFF}} = \Delta i_L = \frac{V_o \cdot (1 - D) \cdot T}{L}$$

Ecuación 7.7

La corriente media por la bobina la podemos calcular a través de la potencia de salida, aplicando la condición del régimen permanente $\bar{i}_c = 0$:

$$I_o = \bar{i}_o = \bar{i}_L + \bar{i}_c = \bar{i}_L = I_o = \frac{P_o}{V_o}$$

Ecuación 7.8

Respecto a la corriente $I_{L,pico}$ se obtiene mediante el valor medio y la variación máxima, tal que:

$$I_{L,pico} = \bar{i}_L + \frac{1}{2} \Delta i_L$$

Ecuación 7.9

Terminando con las expresiones de las corrientes, el valor eficaz se deduce a partir de la expresión general del valor eficaz:

$$i_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_L(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{\left(I_o - \frac{\Delta i_L}{2}\right)^2 + \left(I_o - \frac{\Delta i_L}{2}\right) \Delta i_L + \frac{\Delta i_L^2}{3}} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12}}$$

Ecuación 7.10

Respecto a las tensiones, la tensión media por la bobina ha de ser 0 para cumplir las condiciones de régimen permanente:

$$\bar{V}_L = 0$$

Finalmente, las pérdidas de potencia producidas en una bobina real se dan en forma de calor y vienen dadas por la expresión 7.13, donde $R_{L,ESR}$ es la resistencia serie equivalente de la bobina real:

$$P_{L,perdidas} = i_{L,rms}^2 \cdot R_{L,ESR}$$

Ecuación 7.11

- ◇ **MOSFET S.** Como se puede ver en la [Figura 37](#), el rizado de la corriente por el MOSFET, que en este caso equivale al valor de pico, coincide con la de la bobina, al igual que la de pico.

$$I_{S,pico} = I_{L,pico}$$

La corriente media por el MOSFET se puede calcular mediante la expresión general del valor medio o mediante la potencia de entrada, al ser $\bar{i}_s = \bar{i}_e$:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_e = \frac{1}{T} \int i_s(t) \cdot dt = \left(\frac{1}{2} \Delta i_L + \left(I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \right) \right) D = \bar{i}_L D$$

Ecuación 7.12

$$\bar{i}_s = I_e = \frac{P_e}{V_e}$$

Ecuación 7.13

Recurriendo nuevamente a la expresión general de valor eficaz, se deduce:

$$i_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_s(t)^2 \cdot dt} = \sqrt{D \left(I_o^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)}$$

Ecuación 7.14

En cuanto a la tensión entre el drenador y la fuente, se calcula cerrando la malla izquierda del convertidor en cada periodo de funcionamiento del convertidor.

$$\begin{aligned} V_S|_{T_{ON}} &= 0 \text{ V} \\ V_S|_{T_{OFF}} &= V_e \end{aligned}$$

Finalmente, las pérdidas de potencia en el transistor se producen durante la conducción (cuando se ha creado el canal) y durante la conmutación (durante la creación/destrucción del canal).

$$P_{S,perdidas_{cond}} = i_{S,rms}^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

Ecuación 7.15

$$P_{S,perdidas_{comm}} = \frac{V_S|_{T_{OFF}} * I_S|_{T_{ON}}(t_r + t_f) \cdot f_{PWM}}{2}$$

Ecuación 7.16

- ◇ **Diodo D.** Empezando por la corriente. como se puede ver en la figura 37, la variación máxima de la corriente por el diodo coincide con la de la bobina, al igual que la de pico.

$$\Delta i_D = \Delta i_L \quad I_{D,pico} = I_{L,pico}$$

La corriente media por el diodo se puede calcular a través de la expresión general del valor medio:

$$\bar{i}_D = \frac{1}{T} \int i_D(t) \cdot dt = \left(\frac{1}{2} \Delta i_L + \left(I_o - \frac{\Delta i_L}{2} \right) \right) (1 - D) = \bar{i}_L (1 - D)$$

Ecuación 7.17

En cuanto al valor eficaz:

$$i_{D,rms} = \sqrt{(1 - D) \left(I_o^2 + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right)}$$

Ecuación 7.18

En cuanto a la tensión entre el ánodo y el cátodo, se estudiará el valor de tensión en cada periodo

de funcionamiento del convertidor, obtenidos al cerrar la malla izquierda del convertidor:

$$\begin{aligned} V_{D,ak}|_{T_{ON}} &= -V_e \\ V_D|_{T_{OFF}} &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Ecuación 7.19

Finalmente, Las pérdidas de potencia en el diodo se dan durante la conducción, siendo sus expresiones:

$$P_{D,perdidas} = V_f \cdot \bar{i}_D + R_D \cdot i_{D,rms}^2$$

Ecuación 7.20

- ◇ **Condensador C.** La corriente por el condensador corresponde con el rizado de corriente en la bobina:

$$i_C = i_L - I_o = \bar{i}_L + \Delta i_L - I_o = \bar{i}_L + \Delta i_L - I_o + \Delta i_L - I_o = \Delta i_L = \Delta i_C$$

Ecuación 7.21

Debido a que no tiene un offset de continua, se da que el valor de pico corresponde con la mitad de la variación:

$$I_{C,pico} = \frac{1}{2} \Delta i_C$$

Ecuación 7.22

La corriente media por el condensador ha de ser 0 para cumplir las condiciones del régimen permanente:

$$\bar{i}_C = 0$$

Terminando con las corrientes, el valor eficaz se calcula:

$$i_{C,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_C(t)^2 \cdot dt} = \frac{\Delta i_L}{2} \sqrt{\frac{1}{3}}$$

Ecuación 7.23

Aspecto clave del condensador es conocer la atenuación del rizado que ofrece en la tensión de salida. Para ello aplicamos su ecuación característica al semiperiodo positivo:

$$i_C = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \rightarrow \Delta V_C = \frac{1}{C} \int i_C \cdot dt = \frac{Area_{i_C+}}{C} = \frac{\frac{1}{2} I_{C,pico} T}{C} = \frac{\frac{1}{2} I_{C,pico} T}{C} = \frac{\Delta i_L T}{8C}$$

Ecuación 7.24

Al estar el condensador en paralelo con la resistencia de carga, el valor instantáneo de la tensión en el condensador es idéntica a la de la carga, V_o .

Por último, las pérdidas de potencia en el condensador se dan de la siguiente manera:

$$P_{C,perdidas} = i_{C,rms}^2 \cdot R_{C,ESR}$$

Ecuación 7.25

$R_{C,ESR}$ normalmente no aparece como dato directo en las hojas de características, en su lugar dan el factor de disipación $\tan \delta$ [17]:

$$R_{C,ESR} = \frac{\tan \delta}{2\pi f_{PWM} C}$$

Ecuación 7.26

7.3 DISEÑO DEL CONVERTIDOR

Para la elección de componentes, se han elaborado unas hojas de cálculo Excel de manera que, proporcionando unas especificaciones de diseño iniciales, calculan los parámetros característicos del convertidor reductor para cada componente en base a las expresiones desarrolladas en el apartado anterior. Además, para una fácil interpretación de los cálculos, compara las alternativas de diseño en gráficas de fácil identificación.

Las especificaciones de diseño para el convertidor, a falta de conocer la frecuencia de conmutación, se observan en la *Tabla 6*:

Condiciones	Valor
Preg (W)	8.4
Vreg, in (V)	12
Vreg, in (V)	5
Ciclo de trabajo	0.417
Δi_L , max (%)	20
ΔV_C , max (%)	0.5
Pperdidas, max (W)	0.50

Tabla 6: Especificaciones de diseño del convertidor reductor

7.3.1 Elección de la frecuencia de conmutación

Una gran ventaja de los convertidores conmutados es que, gracias al empleo de altas frecuencias en la conmutación de los interruptores de potencia, se logra una importante reducción en el tamaño del resto de componentes, facilitando la miniaturización de los circuitos convertidores de potencia, artífice de la gran evolución que han tenido los dispositivos móviles electrónicos desde su aparición.

Sin embargo, en esta aplicación en el que se ha impuesto el uso del microcontrolador ATmega328 para generar la señal PWM que dispare los interruptores de potencia. Ha habido que tener en cuenta en

primer lugar la máxima frecuencia de conmutación que se es capaz de generar y, en segundo lugar, que resolución permite para variar el ciclo de trabajo.

En primer lugar, el ATmega328 funciona con una frecuencia de reloj de 16 MHz. Contiene tres contadores o timers internos, dos de ellos de 8 bits y otro de 16 bit, el que más resolución proporciona al permitir un máximo de $2^{16} = 65536$ valores distintos en el ciclo de trabajo frente a los $2^8 = 256$ del resto.

En segundo lugar, de acuerdo con la hoja de características, la frecuencia de conmutación o PWM viene dada por la siguiente expresión [18]:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clk}}{N \cdot (1 + TOP)}$$

Ecuación 7.27

Donde N es el prescaler, f_{clk} la frecuencia del reloj y TOP el número de vueltas necesarias para alcanzar la f_{PWM} deseada. El prescaler N puede valer 1, 8, 64, 256 o 1024 e indica cuántos ciclos del reloj a 16 MHz equivalen a una vuelta del timer, permitiendo retardar las vueltas y poder así realizar cuentas más prolongadas en el tiempo. Por ejemplo, con un prescaler unitario, el periodo máximo alcanzable por el timer de 16 bits es de 4 ms, mientras que con un prescaler de 1024 unidades es de 4 segundos.

$$T_{timer, N=1} = \frac{N}{f_{clk}} TOP = \frac{1}{16 \text{ MHz}} 65536 \approx 4.1 \text{ ms}$$

$$T_{timer, N=1024} = \frac{N}{f_{clk}} = \frac{1024}{16 \text{ MHz}} 65536 \approx 4.2 \text{ s}$$

Sin embargo, de acuerdo a la siguiente expresión, recogida también de la hoja de características [18], el prescaler influye negativamente en la resolución del ciclo de trabajo, algo crítico en un convertidor controlado con un algoritmo MPPT debido a las pequeñas variaciones que debe realizar para alcanzar el punto de máxima potencia:

$$R_{PWM} = \frac{\log(TOP + 1)}{\log(2)}$$

Ecuación 7.28

Según aumenta el pre-escalado, el número de vueltas TOP necesarias para alcanzar la frecuencia objetivo se reduce y, por tanto, R_{PWM} disminuye. Continuando con el ejemplo anterior, para un prescaler unitario de 1024 unidades se obtendrían los siguientes resultados para una frecuencia de 244 Hz (4.1 ms):

$$TOP_{N=1} = \frac{f_{clk}}{N * f_{PWM}} - 1 = \frac{16 \text{ MHz}}{1 * 244.14 \text{ Hz}} - 1 = 65535 \text{ vueltas} \rightarrow R_{PWM} = \frac{\log(65535 + 1)}{\log(2)} = 16 \text{ bits}$$

$$TOP_{N=1024} = \frac{f_{clk}}{N * f_{PWM}} - 1 = \frac{16 \text{ MHz}}{1024 * 244.14 \text{ Hz}} - 1 = 63 \text{ vueltas} \rightarrow R_{PW} = \frac{\log(63 + 1)}{\log(2)} = 6 \text{ bits}$$

Por tanto, con el objetivo de encontrar la máxima resolución posible, el pre-escalado se fija en $N = 1$.

La elección de f_{PWM} se obtiene del compromiso entre la resolución alcanzable en el ciclo de trabajo y la dimensión física del resto de componentes del convertidor, pues:

$$f_{PWM} \uparrow \rightarrow TOP \downarrow \rightarrow R_{PWM} \downarrow \text{ y Dimension del convertidor } \downarrow$$

La elección de la frecuencia de conmutación se fija en $f_{PWM} = 100 \text{ KHz}$, pues alcanza un buen compromiso ambos factores:

$$TOP = \frac{f_{clk}}{N * f_{PWM}} - 1 = \frac{16 \text{ MHz}}{1 * 100 \text{ kHz}} - 1 = 160 \text{ vueltas} \rightarrow R_{PWM} = \frac{\log(160 + 1)}{\log(2)} = 7.33 \sim 7 \text{ bits}$$

Con una resolución de 7 bits se alcanzan $2^7 = 128$ valores, 160 tomando $2^{7.33}$, lo que permite una variación mínima del ciclo de trabajo de:

$$\Delta D_{min} = \frac{1}{160} \approx 0.0065$$

7.3.2 Elección de la bobina

En un estudio de mercado sobre los distintos inductores que pudieran cumplir con las especificaciones, se han planteado las bobinas de la [Tabla 7](#) de los fabricantes Coilcraft, Murata y Bourns con inductancias de $150 \mu\text{H}$, $100 \mu\text{H}$ y $68 \mu\text{H}$.

Inductancia (Uh)	150			100			68		
Fabricante	Coilcraft	Murata	Bourns	Coilcraft	Murata	Bourns	Coilcraft	Murata	Bourns
Modelo	RFC1010B-154KE	1410478C	1130-151K-RC	RFC1010B-104KE	1410478C	1130-101K-RC	RFC1010B-683KE	1447383C	1130-680K-RC

Tabla 7: Alternativas de diseño para bobinas

La tabla comparativa elaborada para la elección de la bobina se puede encontrar en el [ANEXO II: Tabla comparativa de bobinas](#). En ella se puede ver en detalle las distintas alternativas, sus características y el efecto que producen en el convertidor.

En primer lugar, respecto a las especificaciones de diseño relacionadas con $\Delta i_{L,max}$ y $P_{perdidas,max}$, la tabla ha mostrado como resultado las gráficas de la [Figura 38](#):

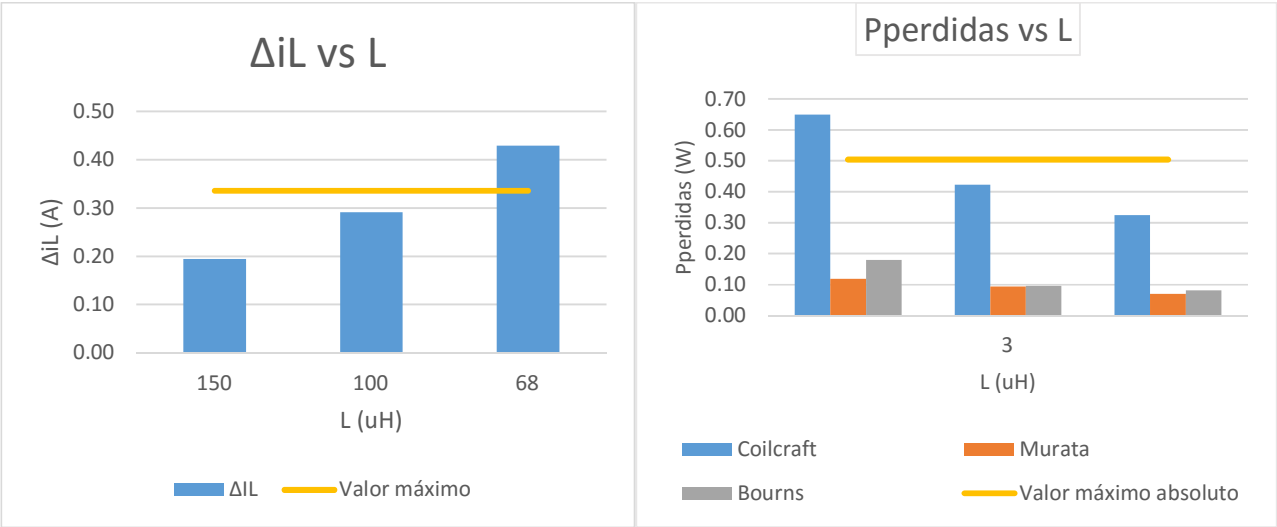


Figura 38: Gráfico Δi_L vs L (izq.) y gráfico $P_{perdidas}$ vs L (der.)

En primer lugar, se puede comprobar que la inductancia de 68 μH superara el $\Delta i_{L,max}$ impuesto del 20% y, además, las bobinas de 100 μH y 150 μH del fabricante Coilcraft superan por si solas el 6% de las $P_{perdidas,max}$ establecidas para todo el convertidor. Por tanto, de este primer análisis se desestiman todas las bobinas de 68 μH y todas las del fabricante Coilcraft.

En segundo lugar, de las posibilidades restantes se observa que las bobinas de 150 μH reducen más el rizado, pero por el contrario tienen más pérdidas. Como la especificación de $P_{perdidas,max}$ es más difícil de satisfacer, se fija el valor de inductancia en 100 μH .

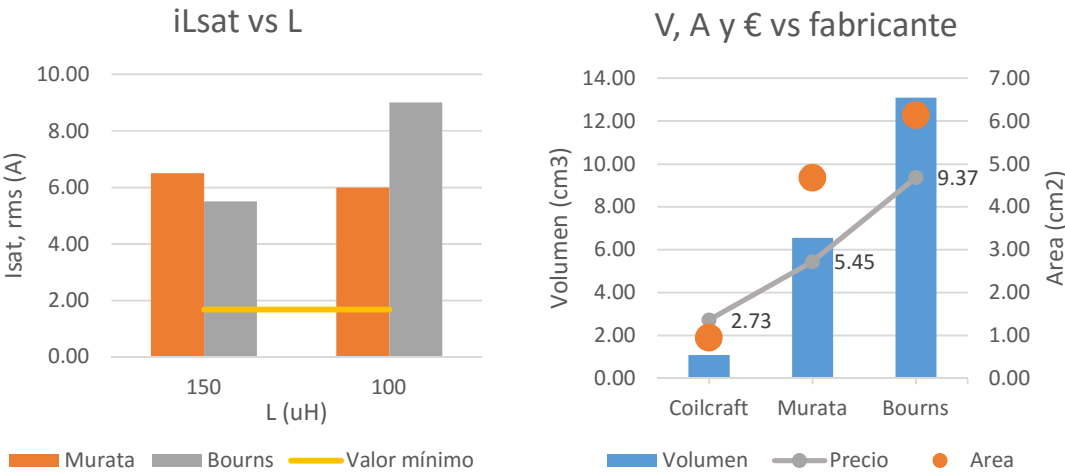


Figura 39: Gráfico $i_{L,sat}$ vs L (izq.) y gráfico V,A vs fabricantes (der.)

Finalmente, en los gráficos de la [Figura 39](#) se comprueba que ambos fabricantes cumplen con las características eléctricas necesarias para no saturar la bobina, pero entre los inductores de Murata y los

de Bourns hay una gran diferencia en superficie y volumen que hace que en este caso se descarte al fabricante Bourns en favor de Murata.

Por tanto, la solución escogida es la bobina **Murata 1410478C de 100 μ H**.

7.3.3 Elección del condensador

En un estudio de mercado sobre los distintos condensadores que pudieran cumplir con las especificaciones de rizado de tensión, se ha hecho una selección de los fabricantes Panasonic, Multicomp y Vishay con las capacidades más próximas a 12.2 μ F , 18.2 μ F y 26.8 μ F , necesarias para las inductancias de 150 μ H , 100 μ H y 68 μ H estudiadas en el apartado anterior.

Inductancia teórica (Uh)	12.2	18.2			26.8		
Fabricante	Panasonic	Panasonic	Multicomp	Vishay	Panasonic	Multicomp	Vishay
Modelo	EEUFC1H150	EEUFC1H220	MCRH50V224M5X11	MAL2038 31229E3	EEUFC1H330	MCRH50V334M5X11	MAL2038 31339E3
Inductancia real (Uh)	15	22			33		

Tabla 8: Alternativas de diseño para condensadores

Dado que en el apartado anterior ha resultado definitivo que la bobina elegida era de 100 μ H , este apartado solo se centrará en el estudio del condensador más cercano a 18.2 μ F . Aun así, la tabla comparativa elaborada para la elección del condensador se puede encontrar en el [ANEXO I: Tabla comparativa de condensadores](#). En ella se pueden observar las características de todos los condensadores planteados, así como el efecto que producirían en el convertidor.

Respecto a las especificaciones de diseño relacionadas con $\Delta V_{C,max}$ y $P_{perdidas,max}$, la tabla comparativa muestra en la [Figura 40](#):

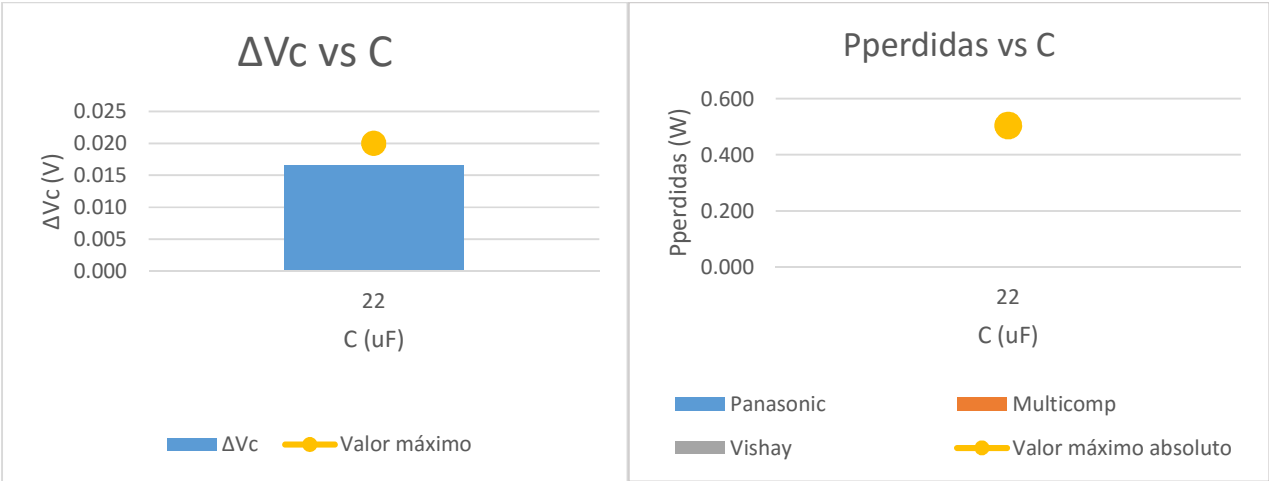


Figura 40: Gráfico ΔVc vs C (izq.) y gráfico Pperdidas vs C (der.)

Se puede comprobar que un condensador de 22 uF cumple la especificación $\Delta V_{C,max}$ impuesta del 0.5%. Además, las $P_{perdidas,max}$ de cualquier fabricante se pueden considerar despreciables para esta aplicación al ser inferiores a 1 mW. Por tanto, todas las opciones planteadas cumplen las especificaciones y es necesario analizar otras características.

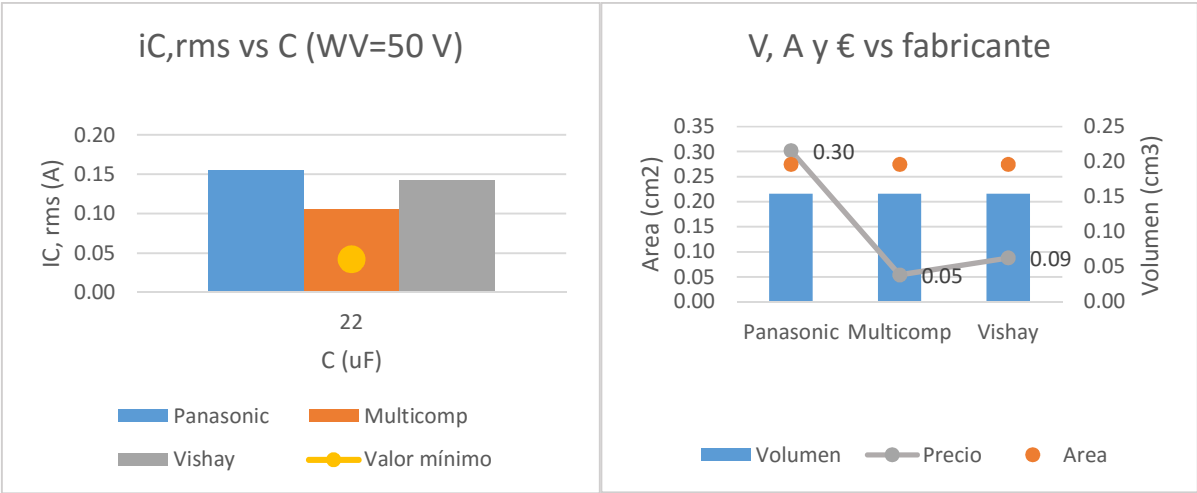


Figura 41: Gráfico $i_{C,RMS}$ vs c (izq.) y gráfico V,A vs fabricantes (der.)

En los gráficos de la **Figura 41** se comprueba que todos los fabricantes superan la $i_{C,rms}$ mínima y todos poseen las mismas dimensiones. Sin embargo, el condensador de Panasonic es más del triple de caro que Multicomp o Vishay y este último es aproximadamente el doble de caro que el de Multicomp.

Por tanto, la solución escogida es el condensador **Multicomp MCRH50V224M5X11 de 22 uH**.

7.3.4 Elección del diodo

En un estudio de mercado sobre los distintos diodos que pudieran cumplir con las especificaciones, se ha hecho una selección de los fabricantes STMicroelectronics, Multicomp y Vishay en la **Tabla 9**:

Diodo Schottky	Alternativa 1	Alternativa 2	Alternativa 3
Fabricante	STMICROELECTRONICS	Multicomp	Vishay
Modelo	1N5819	SB140	MAL2038 31229E3

Tabla 9: Alternativas de diseño para diodos

La tabla comparativa completa elaborada para la elección del diodo se puede encontrar en el **ANEXO III: Tabla comparativa de diodos**. En ella se pueden observar las características de todos los diodos Schottky planteados, así como el efecto que producirían en el convertidor.

Respecto a la especificación de diseño $P_{perdidas,max}$ y a la $i_{D,avg}$ mínima que tiene que soportar el diodo para funcionar correctamente, la tabla comparativa muestra:

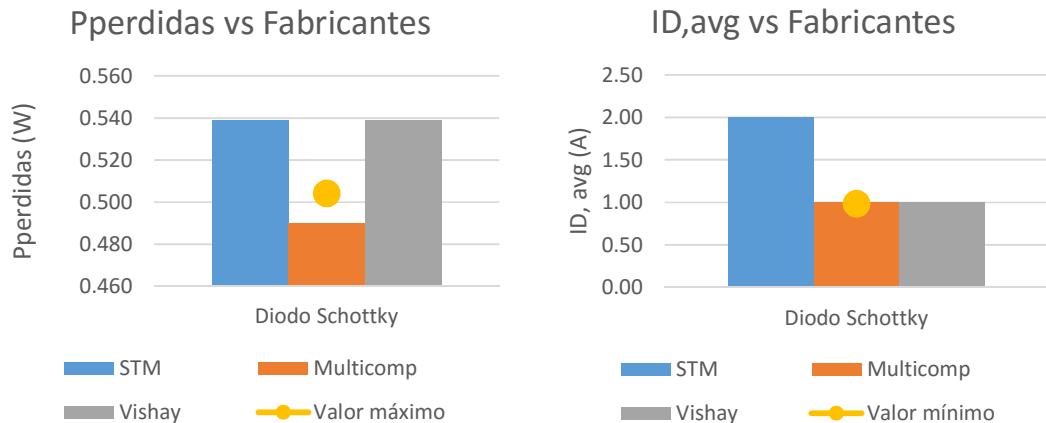


Figura 42: Gráfico $P_{perdidas}$ vs fabricantes (izq.) y gráfico ID,avg vs fabricantes (der.)

En primer lugar, se puede comprobar en la [Figura 42](#) que aun escogiendo diodos Schottky de baja tensión inversa, las pérdidas de potencia en general superan por si solas los 0.5 W de las $P_{perdidas,max}$ establecidas para todo el convertidor y, además, salvo el diodo de STM el resto cumple por la mínima $i_{D,avg}$. La única opción eléctricamente viable sería el 1N5819 de STM.

Por tanto, es necesario buscar una solución alternativa al uso de diodos. Se realizará un convertidor reductor síncrono en el que un **MOSFET sustituye al diodo**.

7.3.5 Elección de los MOSFET

En un estudio de mercado sobre los distintos MOSFET que pudieran cumplir con las especificaciones, se ha hecho una selección del fabricante Vishay en la [Tabla 10](#):

MOSFET de potencia	Alternativa 1	Alternativa 2	Alternativa 3
Fabricante	Vishay	Vishay	Vishay
Modelo	IRF530	IRL530	IRLZ44

Tabla 10: Alternativas de diseño para MOSFET

La tabla comparativa completa elaborada para la elección de los MOSFET se puede encontrar en el [ANEXO IV: Tabla comparativa de MOSFET](#). En ella se pueden observar las características de todos los transistores de potencia planteados, así como el efecto que producirían en el convertidor.

Sera necesario escoger dos MOSFET para el convertidor síncrono. En este caso se ha optado por que ambos sean el mismo modelo.

Respecto a la especificación de diseño $P_{perdidas,max}$ y a la V_{gs} necesaria para poder disparar los transistores desde el microcontrolador, la tabla comparativa muestra:

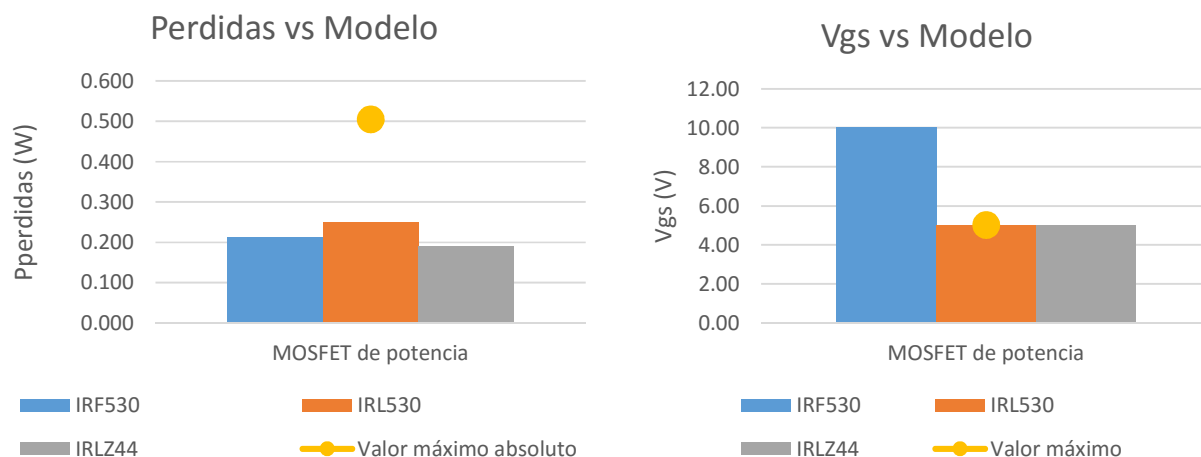


Figura 43: Gráfico $P_{perdidas}$ vs modelos (izq.) y gráfico V_{gs} vs modelos (der.)

En primer lugar, en la [Figura 43](#) se puede comprobar que las pérdidas en un MOSFET supondrían entre un 40% y un 50% de las $P_{perdidas,max}$ establecidas para todo el convertidor, por lo que será prioritario escoger el MOSFET con menores pérdidas. La elección estará entre el IRF530 y el IRLZ44.

En segundo lugar, se observa que solo las versiones “logic-level” de los MOSFET sirven para ser disparados desde un microcontrolador que funcione a 5 V. Las opciones normales, como el IRF530 quedan descartadas.

Por tanto, la solución escogida es el MOSFET de potencia **Vishay IRLZ44 logic level**.

7.3.6 Elección del circuito de disparo de los MOSFET

Debido a su mayor complejidad, una de las principales desventajas de un convertidor reductor es el disparo del MOSFET principal. Cuando un transistor tiene la fuente S conectada a tierra, implica que $V_{gs} = V_g$ y por tanto 5 V aplicados desde microcontrolador (respecto a tierra) son también $V_{gs} = 5V$. Sin embargo, en un convertidor reductor el MOSFET principal no está conectado a tierra y por tanto $V_{pwm} = 5V \neq V_{gs} \neq V_g$. Esto implica que el Arduino tendría que proporcionar más de 5V para tener $V_{gs} = 5V$, algo imposible.

Para solucionar los problemas de disparo de los MOSFET se emplean circuitos acondicionadores de los pulsos (drivers). Al aplicarles 5V respecto a tierra, ellos lograrán 5V respecto a S en el MOSFET.

Al realizar un convertidor síncrono, se ha hecho una búsqueda por tanto de controladores que puedan disparar tanto el MOSFET principal, conocido como de lado alto, como el MOSFET sustituto del diodo, conocido como de lado bajo, y que se alimentaran a 5V. El único circuito de disparo encontrado ha sido el **IR2301PBF de Infineon**, cuyos pines se recogen en la [Tabla 12](#) y su esquema en la [Figura 45](#).

Pines	Utilidad	Valor min. (V)	Valor max. (V)
VCC	Alimentación del integrado	5	20
HIN	Señal PWM del microcontrolador para disparar el MOSFET de lado alto	0	5
LIN	Señal PWM del microcontrolador para disparar el MOSFET de lado alto	0	5
COM	GND	GND	GND
VB	Tensión flotante para disparar el MOSFET de lado alto	VS + 5	VS + 20
HO	Tensión de la puerta G del MOSFET de lado alto	VS	VB
VS	Fuente S del MOSFET de lado Alto (referencia de VB)	-5	600
LO	Tensión de la puerta G del MOSFET de lado bajo	0	VCC

Tabla 11: Pines del IRF2301

El funcionamiento del controlador es el siguiente. El disparo de S2, al tener su fuente conectada a GND, es inmediato cuando la señal PWM del microcontrolador lo ordena. Cuando S2 está cerrado (y por tanto S1 está abierto) VS teóricamente está conectado a tierra y es menor que VCC, por lo que el diodo D_{BOOT} conduce y el condensador C_{BOOT} se carga. En el momento en el que se quieran invertir los MOSFET y por tanto S2 se abra, la tensión VS quedará flotante y será mayor que VCC, interrumpiéndose la carga del condensador al estar el diodo en inversa. Como la tensión del condensador no puede variar bruscamente, se descargará aplicando una tensión VS + 5V en la puerta de S2 a través de HO, logrando el disparo del MOSFET S1.

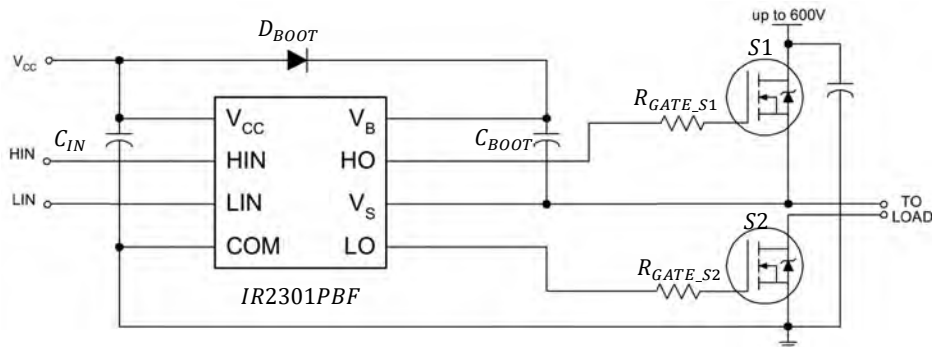


Figura 44: Esquema del IR2301PBF. Fuente: Infineon

CÁLCULO DE D_{BOOT}

Las especificaciones del IR2301PBF indican que se debe emplear un diodo de baja tensión inversa y recuperación rápida, escogiéndose el diodo de recuperación ultrarrápida **UF4001 de Multicomp**, con una tensión $V_{f,max} = 1V$ bajo una corriente de 1A y un tiempo de recuperación de tan solo 50 ns.

CÁLCULO DE C_{BOOT}

Según hojas de características, el cálculo de C_{BOOT} viene dado por:

$$C_{BOOT} \geq \frac{2 \left(2Q_{GATE} + \frac{I_{Q,BS,max}}{f_{PWM}} + Q_{LS} + \frac{I_{LK,BS}}{f_{PWM}} \right)}{V_{CC} - V_F - V_{GS,min}}$$

Ecuación 7.29

De acuerdo con las especificaciones del sistema y las hojas de características, los valores necesarios para calcular C_{BOOT} se recogen en la *Tabla 13*, teniendo en cuenta que cuando se emplea un condensador cerámico $I_{LK,BS} = 0$:

Especificaciones del sistema	Significado	Valor (V)	Controlador IR2301	Significado	Valor (V)
VCC (V)	Alimentación del lado alto y bajo	5	$I_{Q,BS}$ (uA)	Corriente por BS	100
FPWM (KHz)	frecuencia de la señal PWM	100	QLS (nC)	Carga interna requerida por ciclo	5

MOSFET S1	Significado	Valor (V)	Diodo DBOOT	Significado	Valor (V)
VGS, MIN (V)	Tensión mínima para mantener disparado S1	1	V _F (V)	Tensión directa del diodo	1
QGATE (nC)	Carga máxima de la puerta G de S1	66			

Tabla 12: Características extraídas para el cálculo de C_{BOOT}

Por tanto, la capacidad mínima de C_{BOOT} para disparar correctamente el MOSFET S1 a una frecuencia de conmutación de 100 KHz es:

$$C_{BOOT} \geq \frac{2 \left(2 * 66 * 10^{-9} + \frac{100 * 10^{-6}}{100 * 10^3} + 5 * 10^{-9} + \frac{0}{100 * 10^3} \right)}{5 - 1 - 1} \geq 92 \text{ nF}$$

El valor comercial más próximo es 100 nF. Sin embargo, debido a las tolerancias típicas del 10% de los condensadores cerámicos es aconsejable elegir una capacidad mayor para que en la peor situación posible se alcance el C_{BOOT} .

Dando prioridad a la robustez del funcionamiento del controlador, se ha escogido el condensador cerámico **Multicomp MCMLR50V224KX7R de 220 nF**.

CÁLCULO DE C_{IN}

Según notas de aplicación del IR2301PBF, se aconseja emplear un condensador a la entrada al menos 10 veces mayor que C_{BOOT} .

La solución escogida es el condensador cerámico **Multicomp MCMLR50V225MY5V de 2.2 uF**.

CÁLCULO DE R_{GATE}

Según notas de aplicación del IR2301PBF, el cálculo de R_{GATE} viene dado por:

$$R_{GATE_S1} = R_{TOTAL} - R_{DRV(ON)}$$

$$R_{GATE_S2} = R_{TOTAL} - R_{DRV(OFF)}$$

Ecuación 7.30

Donde:

$$R_{TOTAL} = \frac{V_{CC} - V_{GS,th}}{I_{G,avg}}$$

$$R_{DRV(ON)} = \frac{V_{CC}}{I_{SOURCE}}$$

$$R_{DRV(OFF)} = \frac{V_{CC}}{I_{SINK}}$$

$$I_{G,avg} = \frac{Q_{GS} + Q_{GD}}{0.02 * T_{PWM}}$$

$$I_{SOURCE} \geq 1.5 * \frac{Q_G}{T_{SW,ON}}$$

$$I_{SINK} \geq 1.5 * \frac{Q_G}{T_{SW,OFF}}$$

Ecuación 7.31

De acuerdo con las especificaciones del sistema y las hojas de características, los valores necesarios para calcular R_{GATE} se muestran en la *Tabla 14*:

MOSFET S1	Significado	Valor (V)	Especificaciones del sistema	Significado	Valor (V)
VGS, TH (V)	Tensión mínima para mantener disparado S1	1	VCC (V)	Alimentación del integrado	5
QG (nC)	Carga de la puerta G	66	TPWM (us)	Periodo de la señal PWM	10
QGS (nC)	Carga en GS	12			
QGD (nC)	Carga en GD	43			
TSW,ON (ns)	Tiempo de encendido	17			
TSW,OFF (ns)	Tiempo de apagado	42			

Tabla 13: Características extraídas para el cálculo de R_{GATE}

Los valores de R_{GATE_S1} y R_{GATE_S2} serán:

$$I_{G,avg} = \frac{12 * 10^{-9} + 43 * 10^{-9}}{0.02 * 10^{-5}} = 0.28 A$$

$$I_{SOURCE} \geq 1.5 * \frac{66 * 10^{-9}}{(17 + 230) * 10^{-9}} = 0.40 A$$

$$I_{SINK} \geq 1.5 * \frac{66 * 10^{-9}}{(42 + 110) * 10^{-9}} = 0.65$$

$$R_{TOTAL} = \frac{5 - 1}{0.28} = 14.20 \Omega$$

$$R_{DRV(ON)} \leq \frac{5}{0.40} = 12.5 \Omega$$

$$R_{DRV(OFF)} \leq \frac{5}{0.65} = 7.69 \Omega$$

$$R_{GATE_S1} \geq 14.20 - 12.5 \geq 1.7 \Omega$$

$$R_{GATE_S2} \geq 14.20 - 7.69 \geq 6.51 \Omega$$

En base a lo calculado, se han escogido dos resistencias $R_{GATE_S1} = R_{GATE_S2} = R_{GATE}$ **MCF 1W 6R8 de 6.8 Ω y 1W del fabricante Multicomp.**

El fabricante recomienda también utilizar un diodo D_{GATE} en paralelo con R_{GATE} con el cátodo hacia el controlador para reducir el tiempo de apagado del MOSFET. Se ha escogido el diodo de recuperación rápida **Vishay 1N4148**.

7.4 RESUMEN DEL CONVERTIDOR DISEÑADO

El convertidor reductor escogido se muestra a continuación en la *Figura 44*:

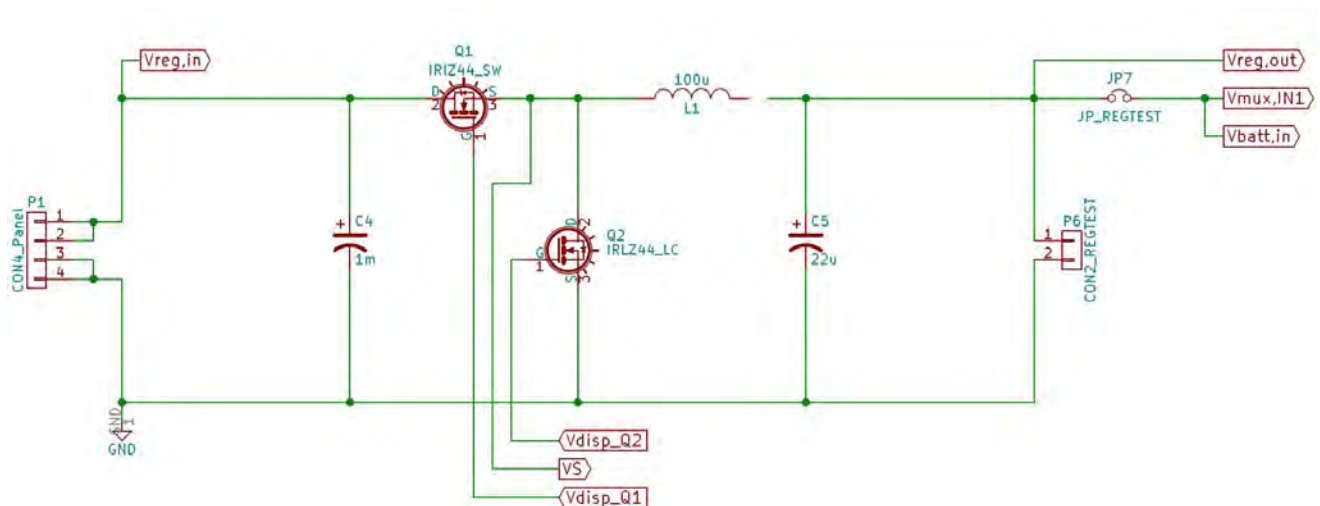


Figura 45: Convertidor reductor escogido

Se han añadido los siguientes componentes adicionales:

- ◇ **C4**: Se ha situado a la entrada del convertidor un condensador **MULTICOMP MCRH25V108M13 X21 de 1mF** adicional con el objetivo de que filtre el ruido del convertidor a 100 KHz y permita al panel funcionar correctamente.
- ◇ **P1**: Conector de 4 vías **MC000036 de Multicomp** por donde se conecta el panel solar al convertidor.
- ◇ **P6**: Conector de 2 pines **MULTICOMP 2212S-02SG-85** al que conectar una carga externa para probar el funcionamiento del convertidor.
- ◇ **JP7**: Jumper **MULTICOMP 2211S-02G** que aísla la salida del convertidor del resto del circuito para comprobar experimentalmente como funciona.

Las especificaciones de funcionamiento finales del convertidor quedan de la siguiente manera:

- ✓ $V_{reg,in} = 12\text{ V}$.
- ✓ $V_{reg,out} = 5\text{ V}$.
- ✓ $P_{reg,max} = 8.4\text{ W}$.
- ✓ $f_{pwm} = 100\text{ KHz}$.
- ✓ $P_{perdidas,max} = 0.47\text{ W} < 0.5\text{ W}$.
- ✓ $\Delta V_{c,max} = 0.33\% < 0.5\%$.

✓ $\Delta I_{L,max} = 17.3 \% < 20 \%$.

El convertidor diseñado no solo cumple, si no que mejora las especificaciones planteadas.

Finalmente, el circuito de disparo de los MOSFET S1 y S2 muestra en la *Figura 46*:

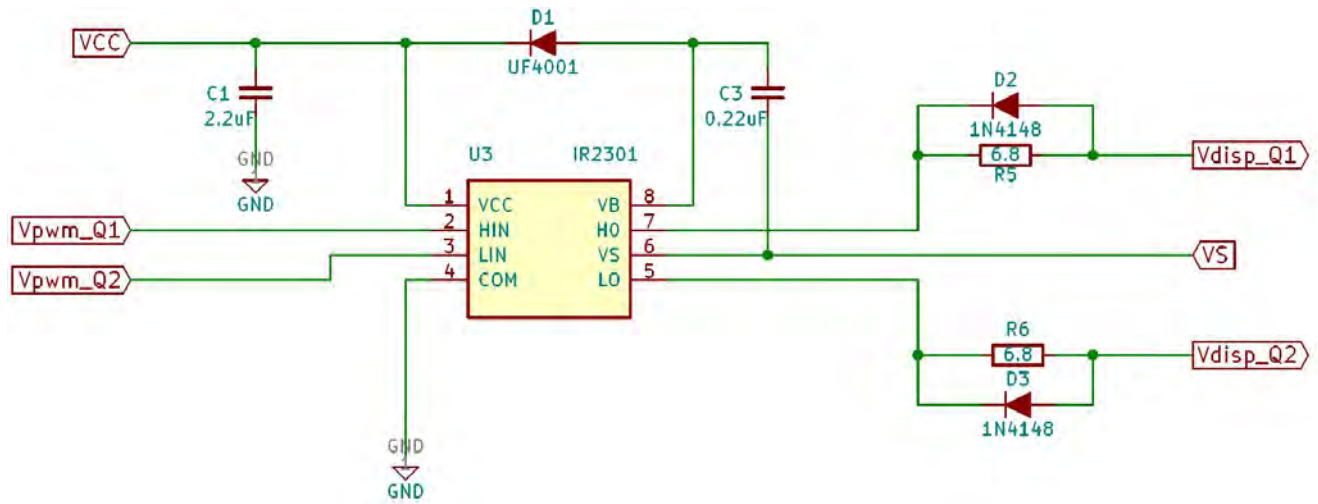


Figura 46: Esquema del controlador IR3201PBF final

8. ELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE SENSADO

En esta aplicación se han usado sensores de corriente y tensión para medir:

- ◇ $V_{reg,in}$: Para controlar y monitorizar el convertidor.
- ◇ $I_{reg,in}$: Para controlar y monitorizar el convertidor, y estimar la radiación solar.
- ◇ $V_{reg,out} = V_{batt,in}$: Para controlar y monitorizar el convertidor.
- ◇ $I_{reg,out}$: Para monitorizar el convertidor.
- ◇ V_{batt} : Para estimar la carga del powerbank.

8.1 SENSORES DE CORRIENTE

Para la elección del sensor de corriente, se ha buscado la opción que ofreciera mínimas pérdidas de potencia. Por este motivo se ha escogido el sensor de corriente por efecto Hall en lugar del tradicional sensor resistivo.

Por sencillez, precio y gran compatibilidad con las placas Arduino, se ha decidido emplear el sensor de corriente por efecto Hall **Allegro ACS712 ELCTR-05B-T** de la *Figura 47*, que presenta las siguientes especificaciones de la *Tabla 14*:

ACS712 5B	Significado	Valor (V)
IP (A)	Corriente máxima	± 5
S (mV/A)	Sensibilidad del sensor	185
VCC (V)	Tensión de alimentación	5
ICC (mA)	Corriente de alimentación	10
BW (kHz)	Ancho de banda del sensor	80

Tabla 14: Características del sensor de corriente ACS712



Figura 47: Sensor ACS712. Fuente: DealExtreme

Para obtener esa sensibilidad con un sensor resistivo, se necesitaría emplear una $R_{sens_i} = 185 \text{ m}\Omega$. Las pérdidas de potencia máximas en esta resistencia y en el sensor de efecto Hall serían:

$$P_{R,perdidas} = i_{p,rmsmax}^2 * R_{SI} = 1.68^2 * 0.185 = 0.52 \text{ W}$$

$$P_{HALL,perdidas} = I_{CC} * V_{CC} = 0.01 * 5 = 0.05 \text{ W}$$

Es decir, las pérdidas provocadas por el sensor de efecto Hall son diez veces menores que las provocadas por el sensor resistivo. Además, ofrece algo de filtrado para el ruido de corriente al ser el ancho de banda menor que f_{PWM} , quedando por tanto justificada la elección del sensor.

La ecuación característica del ACS712 es:

$$V_{acs712} = S * I_P + 2.5$$

Ecuación 8.1

La PCB sobre la que está montado el sensor posee las conexiones de la *Tabla 15*:

ACS712 5B	Significado
IP+	Entrada de la corriente a sensor
IP-	Salida de la corriente a sensor
VCC	Tensión de alimentación
GND	Referencia
OUT	Tensión de salida

Tabla 15: Conexiones del ACS712

8.1.1 Acondicionamiento de la señal.

Dada la sensibilidad del sensor, para la máxima corriente medible en el convertidor, $I_{L,pico} = 1.78$ A, tan solo se obtendría a la salida una variación de tensión de $\Delta V_{SI} = 0.185 * 1.78 = 0.33$ V, por lo que resulta necesario acondicionar la señal para en primer lugar eliminar el offset de 2.5 V y en segundo lugar aumentar la ganancia del sensor.

El acondicionamiento de señal pasará por utilizar un amplificador de instrumentación con un rango de salida ideal de 0 V cuando no se mida ninguna corriente y 5 V cuando la corriente del convertidor sea máxima, aprovechando de esta manera la resolución ofrecida por el conversor ADC del Arduino. El amplificador empleado es el **AD620, de Analog Devices**, cuyo esquema es el de la *Figura 48*.

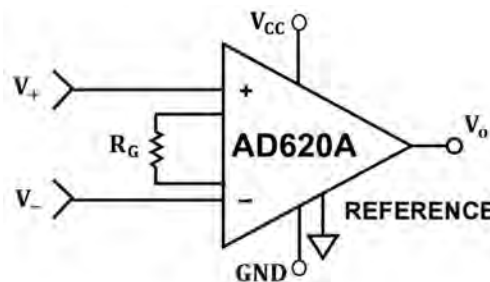


Figura 48: Esquema del amplificador operacional AD620. Fuente: Analog Devices

La función de transferencia del amplificador y su ganancia viene dada por:

$$G = \frac{V_o}{(V_+ - V_-)} = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

Ecuación 8.2

En primer lugar, para una $V_{cc} = 5\text{ V}$, el ajuste del offset se realizará mediante un divisor resistivo como el de la *Figura 49* con un **potenciómetro de $10\text{ k}\Omega$ 3296W-1-103LF de Bourns** en el terminal negativo del AD620 de la siguiente manera:

$$V_+ = V_{acs712}$$

$$V_- = V_{offset}$$

$$(V_+ - V_-) = S * I_p + 2.5 - V_{offset} \rightarrow V_- = 2.5\text{ V} = \frac{POT\alpha}{POT} * 5 = \alpha * 5 \rightarrow \alpha = 0.5$$

Ecuación 8.3

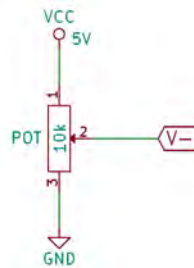


Figura 49: Divisor resistivo para el acondicionamiento del ACS712

En segundo lugar, dado que el AD620 estará alimentado con $V_{cc} = 5\text{ V}$, no se puede pretender tener a la salida una $V_{i,sensed} = 5\text{ V}$ para la corriente máxima, ya que el amplificador se saturaría. De esta manera se fija una $V_{i,sensed_{max}} = 4\text{ V}$ para el cálculo de la ganancia G_{vi} :

$$G_{vi,in} = \frac{V_{i,sensed_{max}}}{S * I_{reg,in_{max}}} = \frac{4}{0.185 * 0.7} = 30.89$$

$$R_{Gvi,in} = \frac{49.4}{30.89 - 1} = 1.65\text{ k}\Omega$$

$$G_{vi,out} = \frac{V_{i,sensed_{max}}}{S * I_{reg,out_{max}}} = \frac{4}{0.185 * 1.68} = 12.87$$

$$R_{Gvi,out} = \frac{49.4}{12.12 - 1} = 4.17\text{ k}\Omega$$

Las resistencias comerciales escogidas para ambos valores teóricos son:

- ◇ **MRS25000C1651FCT00 $1.65\text{ k}\Omega \pm 1\%$ de Vishay**: Proporciona una tensión máxima de salida de entre 3.98 V y 4.06 V.
- ◇ **MRS25000C4221FCT00 $4.22\text{ k}\Omega \pm 1\%$ de Vishay**: Proporciona una tensión máxima de salida de entre 3.91 V y 3.98 V.

8.1.2 Resumen del sensor de corriente escogido

El esquema final de los sensores de corriente y su acondicionamiento de señal es el de la *Figura 50*:

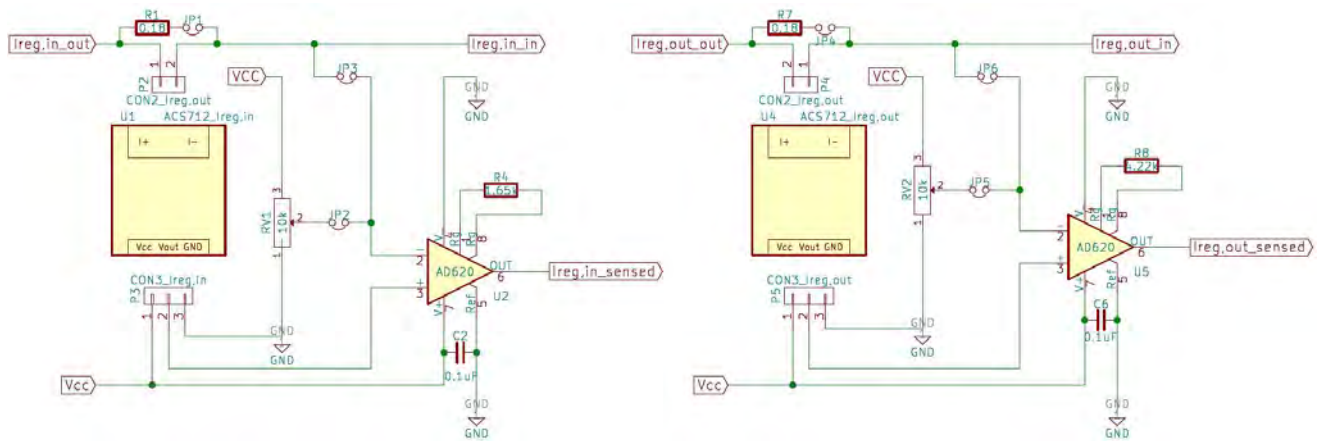


Figura 50: Esquema final de los sensores de corriente con su acondicionamiento

Cabe destacar que se han introducido los siguientes componentes extras por cada conjunto sensor - acondicionamiento:

- ◇ **C2, C6:** Condensador de 100 nF **MC0805Y104M500A2.54MM de Multicomp:** Condensador para Vcc.
- ◇ **P3, P5 y P2, P4:** Conector en total de 5 vías **MC00037 de Multicomp.:** Para conectar Vcc, GND, Vo I_+ e I_- del sensor de efecto Hall a la PCB.

Además, a fin de asegurar el sensado de la corriente en caso de fallar el sensor de efecto Hall, se ha establecido un sistema auxiliar compuesto por un sensor resistivo de $0.18 \Omega \pm 5\%$ **WP2S-R18JA25 de WELWYN** y los siguientes conectores **jumper 2211S-02G de Multicomp:**

- ◇ **JP1, JP4:** Aísla el sensor resistivo.
- ◇ **JP3, JP6:** Permite que la tensión del terminal “negativo” del sensor resistivo vaya a V_- . El terminal “positivo” iría a V_+ conectando el terminal 2 de P3 y P5 con el terminal 2 de P2 y P4.
- ◇ **JP2, JP5:** Aísla el potenciómetro de ajuste de offset. Se desconecta para conectar JP3 y JP6.

8.2 SENSORES DE TENSIÓN DE ENTRADA Y SALIDA

Por su sencillez, se ha escogido un divisor de tensión para medir la tensión a la entrada y salida del convertidor. Para proteger el conversor ADC del Arduino se ha establecido que, para el valor máximo de tensión a la entrada, se deben obtener 4 V a la salida.

$$V_{SV,IN} = \frac{R_{SV2,IN}}{R_{SV1,IN} + R_{SV2,IN}} V_{REG,IN} \rightarrow \frac{R_{SV1,IN}}{R_{SV1,IN} + R_{SV2,IN}} = \frac{4}{12} = 0.33$$

Ecuación 8.4

Escogiendo las siguientes resistencias comerciales se obtiene una ganancia real de $\frac{51}{51+100} = 0.34 \approx 0.33$.

- ◇ $R_{SV2,IN}$: Resistencia **MCMF006FF5102A50 51 kΩ ± 1% de Multicomp.**
- ◇ $R_{SV1,IN}$: Resistencia **MCMF0W4FF1003A50 100 kΩ ± 1% de Multicomp.**

En cuanto al divisor resistivo a la salida, debido a que es una tensión regulada por el propio sistema, se ha creído conveniente aumentar el margen de seguridad para llegar a la tensión máxima soportada por el ADC, por lo que se ha fijado que cuando $V_{REG,OUT} = 12 \text{ V}$, la salida del divisor será de 2.5 V.

$$V_{SV,OUT} = \frac{R_{SV2,OUT}}{R_{SV1,OUT} + R_{SV2,OUT}} V_{REG,OUT} \rightarrow \frac{R_{SV1,OUT}}{R_{SV1,OUT} + R_{SV2,OUT}} = 0.5$$

Ecuación 8.5

Para tal fin se han seleccionado **dos** resistencias comerciales **MCMF0W4FF1003A50 100 kΩ ± 1% de Multicomp**, de tal manera que $\frac{100}{100+100} = 0.5$.

8.2.1 Resumen del sensor de tensión escogido

El esquema final de los sensores de tensión diseñados es el de la *Figura 51*:

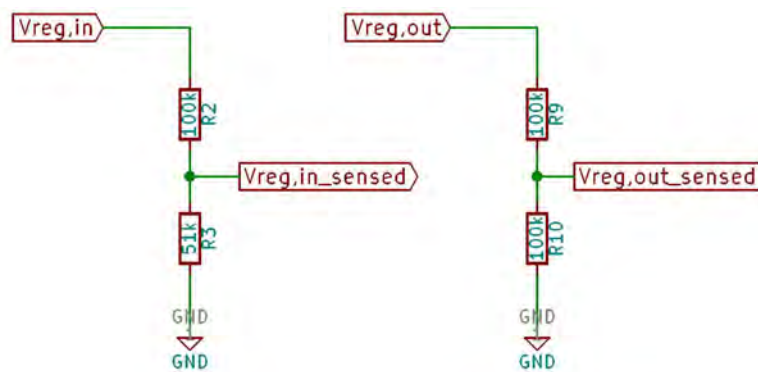


Figura 51: Esquema final de los sensores de tensión

8.3 SENSOR DE TENSIÓN DEL POWERBANK

Dado que el powerbank es, a efectos prácticos, una caja negra, se ha escogido soldar un cable al terminal positivo de la batería Li-ion del interior para conocer V_{batt} . Como la tensión de una batería de estas características oscila entre 3.7 V y 4.1 V, no ha sido necesario acondicionar de ninguna manera la señal, conectando directamente V_{batt} al ADC del Arduino.

Para realizar la conexión del powerbank a la PCB del cargador solar, se ha empleado un conector de 5 tomas cable - placa ($V_{batt,in}$, GND , $V_{batt,out}$, GND y V_{batt}) **MC000037 de Multicomp**.

9. ELECCIÓN DE LOS MULTIPLEXORES

La elección del multiplexor para la alimentación del sistema de control y el sistema de conmutación del puerto USB ha sido el **TPS2115APW de Texas Instrument** de la *Figura 52*. Este integrado permite conectar dos fuentes de alimentación de hasta 5.5 V y 1.25 A y escoger cual se conecta a la salida de forma automática o mediante una señal de control. Además, incorpora protecciones eléctricas como limitación de corriente de salida y bloqueo de corriente inversa, haciéndolo idóneo para esta aplicación.

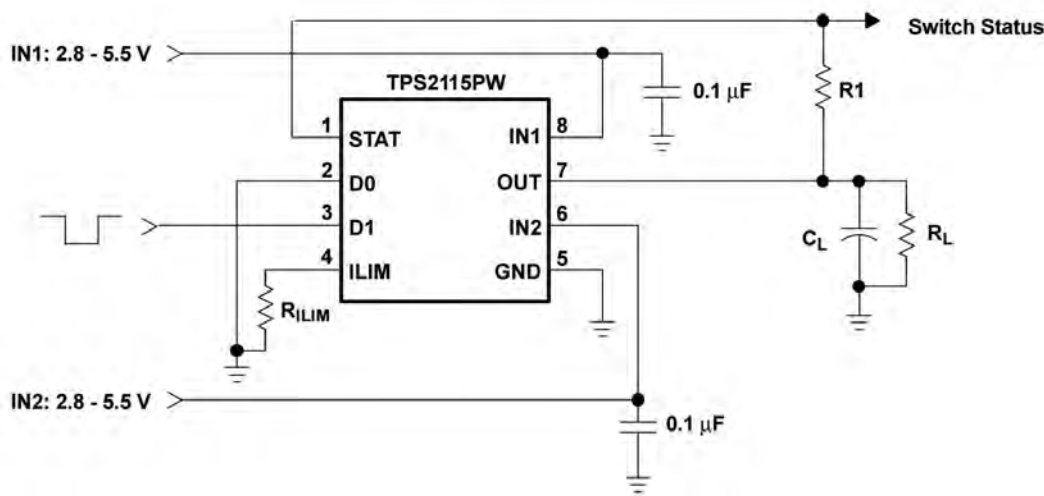


Figura 52: Esquema del TPS2115. Fuente: Texas Instrument

Mediante los pines DO y D1 se hace llegar al multiplexor una señal de control proveniente del microcontrolador, que escoge que entrada (IN1 o IN2) se conecta a la salida OUT de acuerdo a la *Tabla 16*. Con la resistencia R_{ILM} conectada a ILIM se limita la corriente de salida como indica la expresión 10.1. STAT indica el estado del multiplexor, estando en alta impedancia cuando se conecta IN2 a OUT y a nivel bajo cuando es IN1. R1 es la resistencia de pullup para el pin STAT y el condensador CL se monta para mantener la tensión cuando se conmute de una entrada a otra.

D1	D2	VIN2 > VIN1	STAT	OUT
0	0	X	Z	IN2
0	1	No	0	IN1
0	1	Si	Z	IN2
1	0	X	0	IN1
1	1	X	0	Z

Tabla 16: Tabla de verdad del multiplexor

$$I_{LIM} = \frac{500}{R_{ILIM}}$$

Ecuación 9.1

La resistencia R_{ILIM} se debe fijar para no exceder la recomendación del fabricante, 1 A:

$$R_{ILIM} = \frac{500}{1} = 500 \, \Omega$$

Se ha escogido para R_{ILIM} la resistencia comercial de $500\ \Omega \pm 1\%$ modelo **MCKNP01WJ0501A10 de Multicomp**. Para R_1 se ha tomado una resistencia recomendada por el fabricante de $10\ k\Omega \pm 5\%$, para esta aplicación el modelo **MCF 0.25W 10K de Multicomp**. Para acabar, se ha escogido un condensador C_L recomendado por el fabricante de $1\ \mu F$, en este caso el modelo **MCMLR50V105MY5V de Multicomp**.

9.1 MULTIPLEXOR DE ALIMENTACIÓN DE SISTEMA DE CONTROL

Las entradas de alimentación de este multiplexor serán la tensión de salida del powerbank $V_{batt,out}$ para IN1 y la entrada del convertidor $V_{reg,in}$ para IN2, conmutando entre ellas mediante una salida digital del Arduino conectada a D1.

Como la señal $V_{reg,in}$ no está regulada y es superior a 5V ha sido necesario añadir un regulador de tensión entre $V_{reg,in}$ e IN2, escogiendo el regulador lineal de tensión **LM7805 de Fairchild**, escogiendo el condensador **MC0805B334K500A5.08MM de Multicomp** para los 330 nF que recomienda el fabricante.

9.2 MULTIPLEXOR DE ALIMENTACIÓN DEL PUERTO USB

Las entradas de alimentación de este multiplexor serán la tensión de salida del powerbank $V_{batt,out}$ para IN1 y la salida del convertidor $V_{reg,out}$ para IN2, conmutando entre ellas mediante una salida digital del Arduino conectada a D1.

9.3 RESUMEN DE LOS MULTIPLEXORES DE POTENCIA ESCOGIDOS

El esquema final de los multiplexores de potencia se muestra en la *Figura 53*:

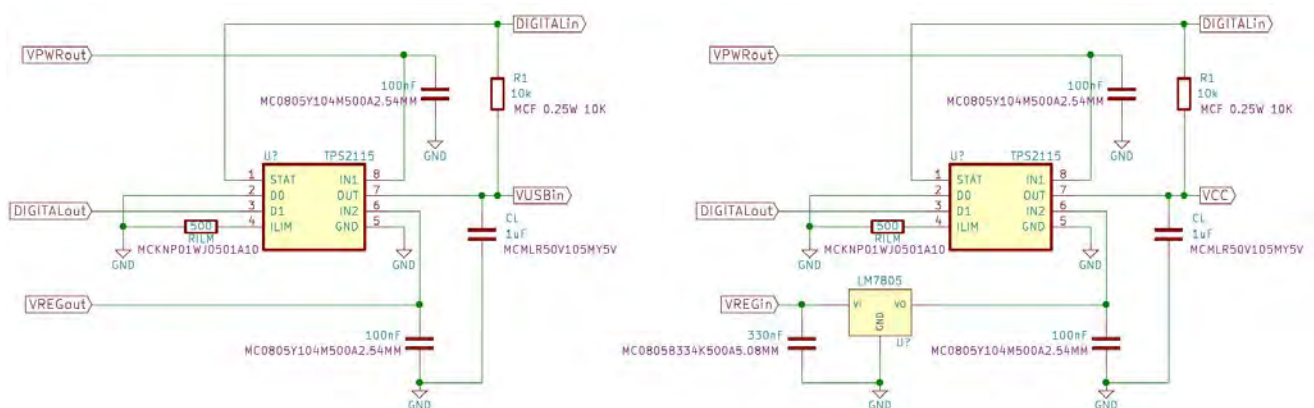


Figura 53: Esquema final del multiplexor del USB (izq.) y del sistema de control (der.)

Los condensadores de 100 nF escogidos son del modelo **MC0805Y104M500A2.54MM de Multicomp**.

10. ELECCIÓN DEL CONTROLADOR USB

Los dispositivos móviles necesitan una fuente externa para recargar sus baterías y los puertos USB se han convertido en el medio de carga más utilizado debido a su gran disponibilidad y a que proporcionan los 5V que requieren la mayoría de dispositivos móviles. Los puertos USB que normalmente se usan para este fin cumplen con el estándar USB 2.0 o USB 3.0, que proporcionan hasta 500 mA y 900 mA respectivamente.

Según han evolucionado los dispositivos móviles y sus necesidades energéticas han aumentado, han provocado que estos estándares resulten insuficientes, pues por ejemplo una tablet tardaría mucho en cargarse desde un puerto USB 2.0. Por ello se han desarrollado nuevos estándares que definen protocolos entre servidor (cargador) y cliente (dispositivo a cargar) que permiten aumentar el límite máximo de corriente impuesto por el USB 2.0 y 3.0.

Estos protocolos son los responsables de que al conectar un dispositivo móvil a un cargador de pared, este se cargue con 1 A o 1.5 A en lugar de 0.5 A o 0.9 A. Por tanto, es crítico para el cargador solar escoger un controlador USB que se comunique con el elemento externo y le indique que es un puerto USB de carga.

Este proceso se realiza conectando el controlador de carga a los puertos de datos D_+ y D_- del USB. El protocolo necesario para hacer ver al dispositivo móvil que está ante un cargador varía de unos dispositivos a otros, siendo los más comunes:

- ◇ **USB Battery Charging Specification, Revision 1.2 (BC1.2):** El dispositivo externo fija $D_- = 0.6 V$ y lee D_+ . Si $0.3 > D_+ > 0.8 V$, entonces entiende que el puerto USB servidor es un DCP (Dedicated Charging Port). El controlador USB en este caso cortocircuita D_+ y D_- .
- ◇ **Chinese Telecommunications Industry Standard YD/T 1591-2009:** Es un derivado de BC1.2, por lo que tiene los mismos requisitos.
- ◇ **Divider mode:** En este protocolo el cliente espera una tensión $D_+ = 2.7 V$ y $D_- = 2 V$.
- ◇ **1.2 V on both D+ and D- lines:** Para algunas tablets, necesitan que el servidor fije $D_+ = D_- = 1.2V$.

Para tal fin, se ha escogido el integrado **TPS2514 de Texas Instrument** de la *Figura 54*, que detecta automáticamente el protocolo que usa el dispositivo externo y le indica que es un DCP.

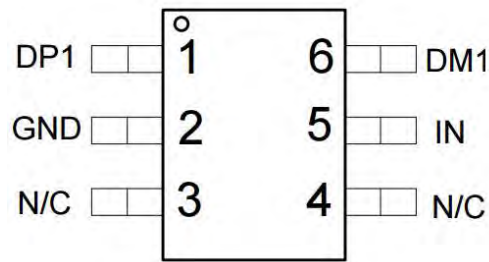


Figura 54: Vista superior del TPS2514. Fuente: Texas Instrument

DP1 y DM1 son los pines que se han de conectar a D_+ y D_- , mientras que IN es la entrada de la alimentación del sistema y se ha de conectar a V_{CC} con un condensador de 100 nF en paralelo. Por ultimo GND es la referencia del integrado y se tiene que conectar a la del cargador solar.

El esquema final del circuito controlador de USB es el de la [Figura 55](#):

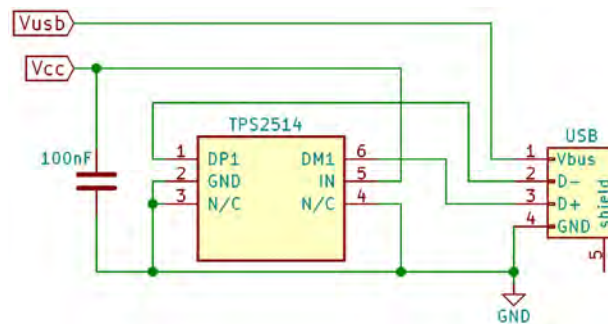


Figura 55: Esquema final del TPS2514

El condensador de 100 nF escogido es el modelo **MC0805Y104M500A2.54MM** de **Multicomp**.

11. SISTEMA DE CONTROL

En este apartado se abarcarán los principales algoritmos de gestión y control del cargador solar, divididos en los siguientes bloques:

- ◇ **Bloque ADC:** Adquisición y procesamiento de datos procedentes del ADC.
- ◇ **Bloque MPPT:** Control del convertidor reductor.
- ◇ **Bloque MUX:** Control de los multiplexores de V_{USB} y V_{CC} .
- ◇ **Bloque LED:** Gestión de la visualización de nivel de batería y corriente de carga mediante LED.
- ◇ **Programa principal:** Bucle principal del programa y configuración del Arduino.

11.1 PROGRAMA PRINCIPAL

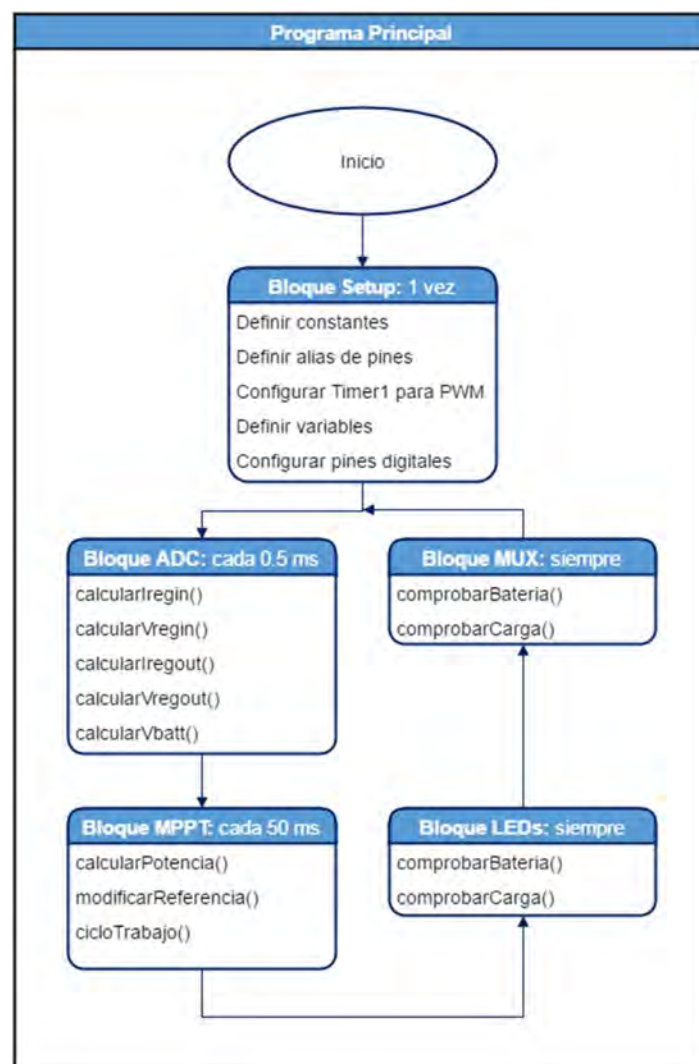


Figura 56:Flujograma del programa principal

Este bloque, cuyo flujograma se ve en la *Figura 56*, incluye la inicialización de variables y configuración de todos los elementos necesarios del Arduino. Además, contiene el bucle infinito loop() del programa. En él se realizarán las llamadas a las funciones de los distintos bloques que, en conjunto, regulan el cargador solar.

Dado que el ADC tarda en leer la señal 100 μ s y son cinco señales a leer, se puede hacer como máximo un muestreo completo las señales del convertidor cada 0.5 ms.

Para asegurar la estabilidad del convertidor y dado que los cambios de luz solar son muy lentos desde un punto de vista electrónico, se ha escogido una frecuencia de actualización del ciclo de trabajo de 20 Hz (50 ms).

La gestión de los LED y MUX se actualiza constantemente.

En el *ANEXO VI* se puede encontrar el código relativo al flujograma mostrado.

11.2 BLOQUE ADC

Este bloque se encarga de la lectura de las señales analógicas $I_{reg,in}$, $V_{reg,in}$, $I_{reg,out}$, $V_{reg,out}$ y V_{batt} y su posterior procesamiento para, en primer lugar, recuperar la información del sensado tras la conversión analógico-digital y, en segundo lugar, para convertir la tensión de sensado de vuelta a la magnitud física medida.

De esta manera, se han diseñado cinco funciones, una para cada magnitud a medir. Sus flujogramas se muestran en la *Figura 57*:

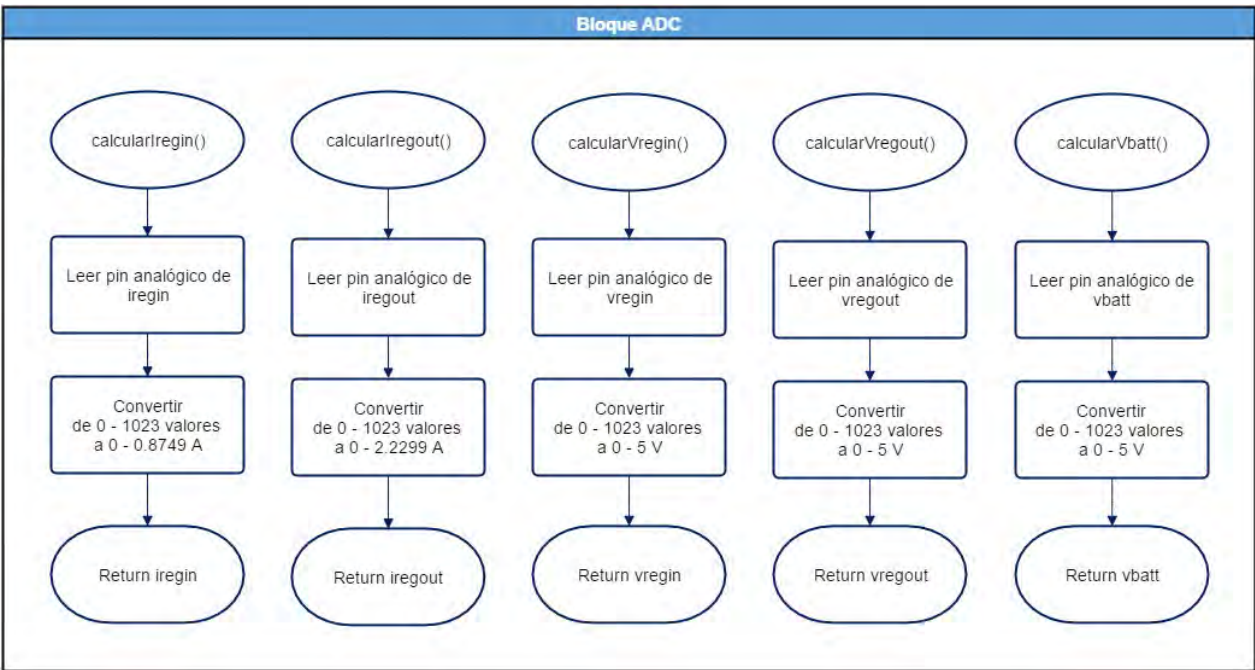


Figura 57: Flujograma del bloque ADC

Las conversiones de corriente se han hecho en dos pasos. En primer lugar, se ha realizado la conversión de 0-1023 valores a 0-5V y a continuación se ha deshecho la transformación corriente-tensión realizada por el sensor y el acondicionamiento de señal, obteniendo de esta manera el valor de la corriente sensada.

En cuanto a las tensiones, el proceso ha sido similar: primero se han pasado los 1024 valores a voltios y en segundo lugar se ha procesado la muestra, solo que en este caso lo que se ha hecho ha sido revertir el efecto de la ganancia del divisor resistivo para $V_{reg,in}$ y $V_{reg,out}$.

En el ANEXO VI se puede encontrar el código relativo al flujograma mostrado.

11.3 BLOQUE MPPT

Se llama MPP (Punto de máxima potencia) al punto de funcionamiento de un panel solar en el que se extrae la máxima potencia. Operar los generadores fotovoltaicos en este punto no es sencillo, pues el punto cambia constantemente en función de la temperatura y la radiación solar, tal y como se ve en la [Figura 58](#). Como solución a este problema existen los algoritmos MPPT (Seguidor del punto de máxima potencia).

Dentro de los distintos tipos de algoritmos MPPT, se ha seleccionado uno de los métodos más extendidos: perturbar y observar. Mediante el sensado de la tensión y corriente proporcionada por el panel, se calcula en cada instante de tiempo la potencia generada para compararla generada en el instante anterior, controlando en función del resultado la tensión del panel.

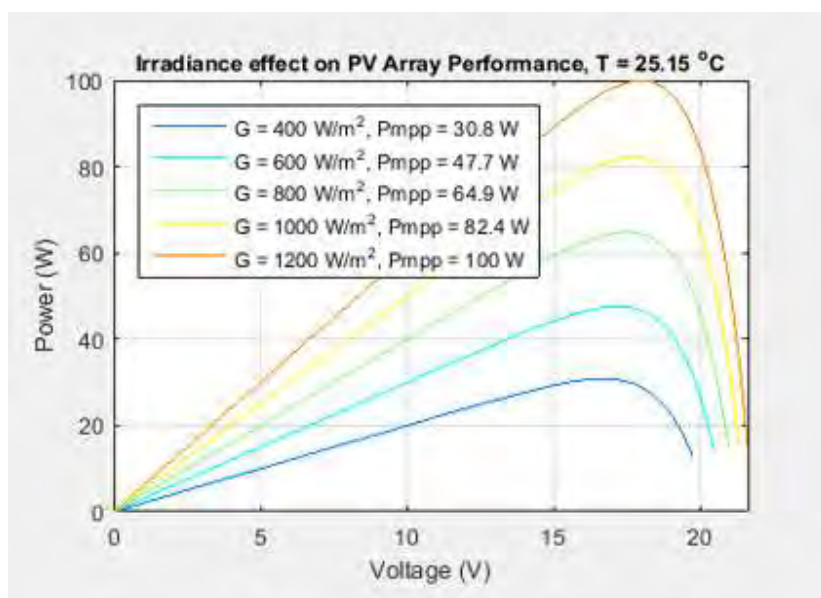


Figura 58: Curvas P-V de un panel solar para distinta radiación solar. Fuente: Mathworks

Este algoritmo, representado en la *Figura 59*, incrementa la referencia de tensión del panel mientras se esté a la izquierda del MPP, esto es, mientras el diferencial de potencia entre dos muestras sea positivo. Cuando el MPPT cruce al lado derecho de la curva IV, el diferencial de potencia será negativo y por tanto el algoritmo reducirá la tensión de entrada hasta quedarse oscilando alrededor del MPP.

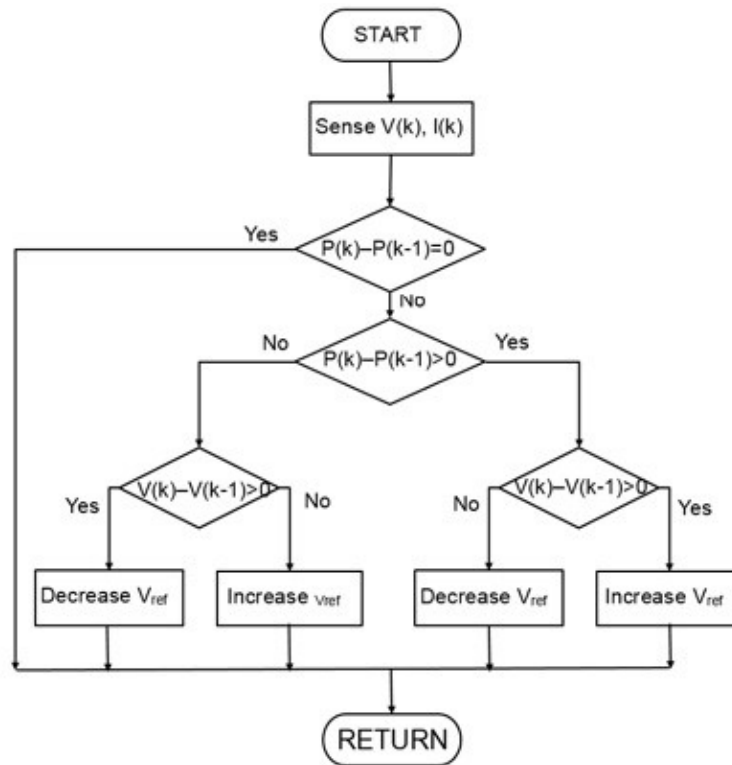


Figura 59: Algoritmo MPPT perturbar y observar. Fuente: Mathworks

El incremento de $V_{reg,in}$ en cada actualización, $VREG_INC$, ha sido determinado buscando el mínimo valor que generara $\Delta D_{min} = 0.0625$, que de acuerdo a la expresión 12.1 es **$VREG_INC = 0.18V$** .

$$\frac{V_{reg,out}}{V_{reg,in} + VREG_INC} = D + \Delta D_{min} \rightarrow \frac{5}{12 + VREG_INC} = 0.4166 + 0.0065 = VREG_INC = 0.18V$$

Ecuación 11.1

Se ha establecido también una referencia inicial $VREG_REF$ a la que debe seguir $V_{reg,in}$ cuando comience a funcionar el MPPT. De esta manera se aumenta la velocidad de respuesta inicial del controlador al no tener que empezar desde cero. Dado que el MPP no varía mucho cuando cambian las condiciones exteriores y por tanto estará en el entorno de 12V y que el regulador LM7805

El flujograma de las distintas funciones involucradas en el algoritmo MPPT se muestra en la *Figura 60*:



- ◇ **CalcularPotencia():** Calcula la potencia con la corriente y tensión sensada del panel.
- ◇ **ModificarReferencia():** Aplica el algoritmo MPPT descrito en la figura 58, devolviendo el incremento de la tensión al programa principal, donde se actualiza la referencia.
- ◇ **CicloTrabajo():** con el valor de referencia actualizado calcula el nuevo ciclo de trabajo y lo escala a la resolución del Timer1, actualizando los registros pertinentes.

Página 81 de 134

11.4 BLOQUE MUX

Para el control de los multiplexores se han diseñado las dos funciones de la [Figura 61](#): una para el multiplexor de V_{USB} y otro para el de V_{CC} . En estas funciones se evalúa el estado del convertidor en base a las señales sensadas y se procede a seleccionar la fuente conectada al multiplexor más idónea.

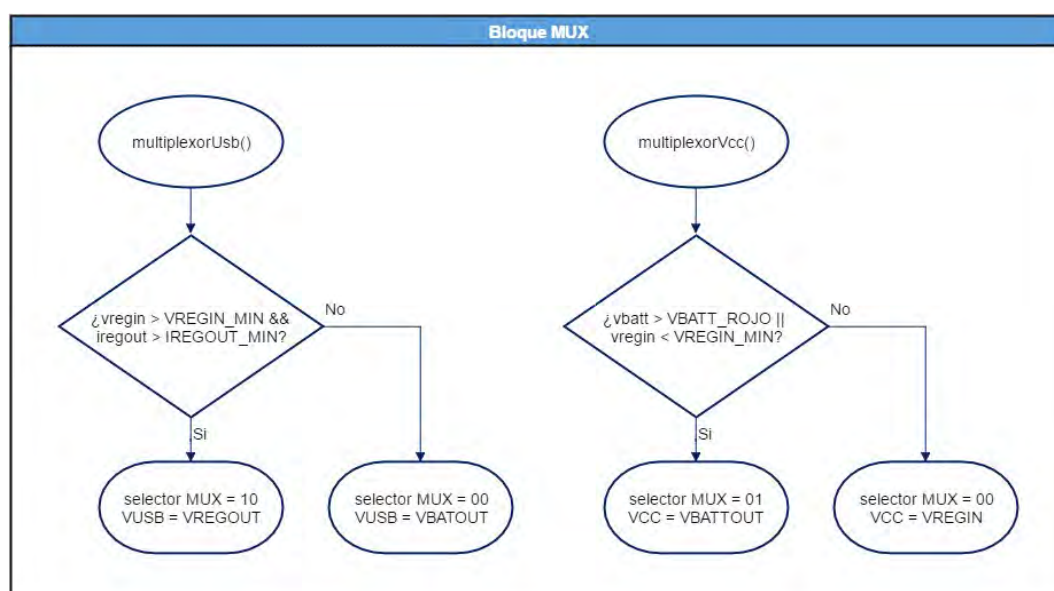


Figura 61: Flujograma del bloque MUX

El control del selector de los multiplexores es sencillo. Dado que el pin D0 de los MUX está conectado a tierra y solo D1 está conectado al Arduino, los selectores pueden variar únicamente entre 10 y 00, es decir, conmutar entre una u otra entrada.

Para el multiplexor de V_{USB} , solo si $V_{REGOUT_MIN} < V_{reg,out} < V_{REGOUT_MAX}$ e $I_{reg,out} > I_{REGOUT_MIN}$ se permitiría conectar la salida $V_{reg,out}$ del convertidor a V_{USB} . La primera condición se establece por seguridad, pues solo se puede permitir en el USB una salida de $V_{USB} \approx 5V$. La segunda razón es un criterio de eficiencia: solo cuando la corriente de salida $I_{reg,out}$ del convertidor sea mayor que la que puede proporcionar el powerbank tendrá sentido usar el convertidor.

Respecto al multiplexor de V_{CC} , solo si $V_{batt} > VBATT_ROJO$ o $V_{reg,in} < V_{REG_MIN}$ se conectaría la salida $V_{batt,out}$ del powerbank a V_{CC} . La primera condición se establece para intentar evitar agotar totalmente el powerbank. El segundo criterio es por seguridad: si $V_{reg,in} < V_{REGIN_MIN}$, el regulador lineal LM7805 no es capaz de convertir a 5V correctamente, por lo que se pondría en riesgo el funcionamiento del hardware de control.

Se establecieron unos valores de 7 V, 0.2 A y 3.7 V para las constantes V_{REGIN_MIN} , I_{REGOUT_MIN} y $VBATT_ROJO$, respectivamente.

En el [ANEXO VIII](#) se puede encontrar el código relativo al flujograma mostrado.

11.5 BLOQUE LED

Se ha diseñado un sistema de visualización del nivel de batería del powerbank y de la corriente proporcionada por el convertidor mediante diodos LED. Como se puede ver en la *Figura 62*, mientras se pulse el botón de visualización, se iluminarán de 0 a 3 LED para la tensión V_{batt} y otros 3 LED para la corriente $I_{reg,out}$, según el caso:

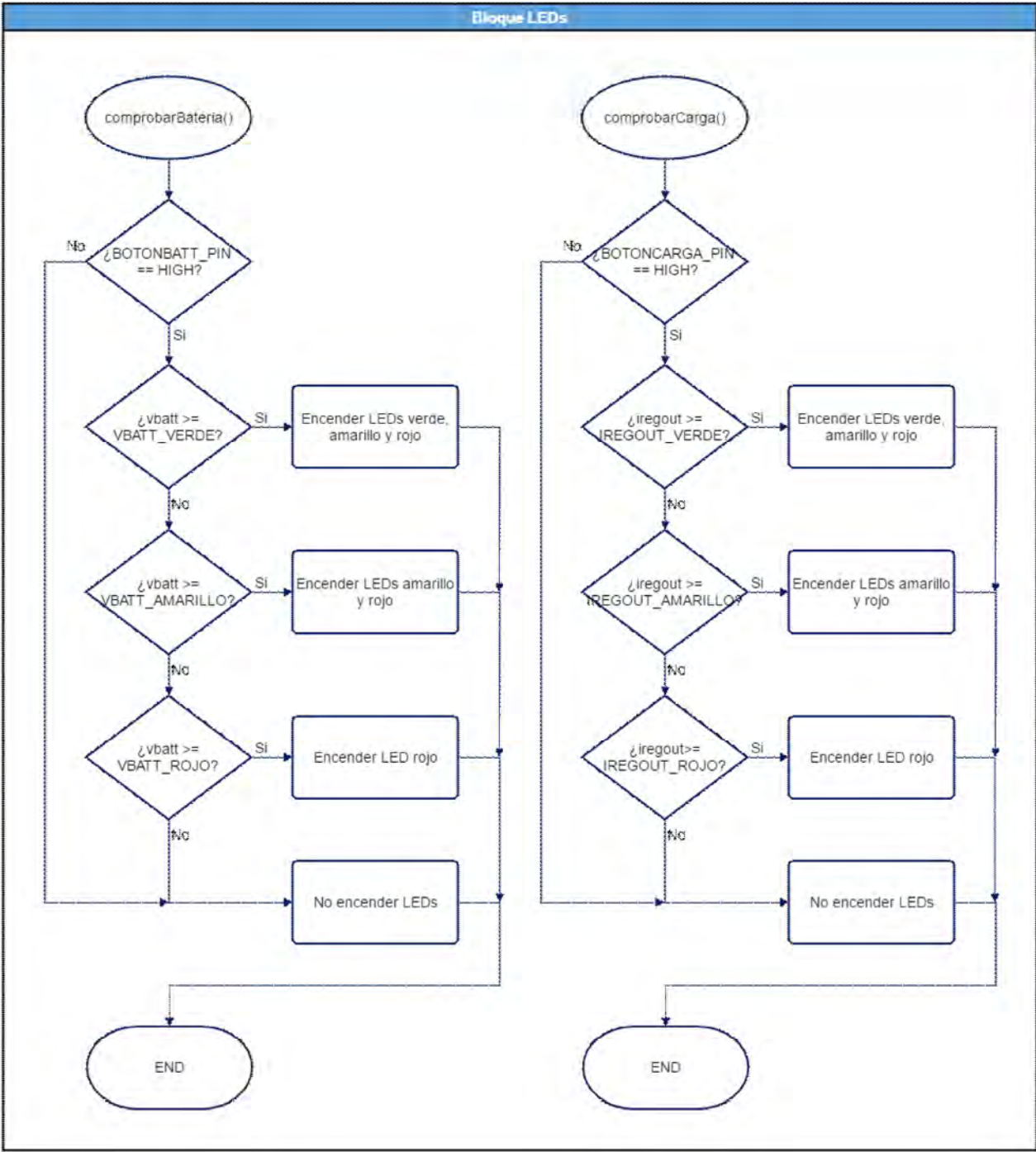


Figura 62: Flujograma del bloque LED

En lo referente a la capacidad del powerbank, el sistema se iluminará por completo cuando la carga esté por encima del 80%, iluminándose con dos LED hasta al 20%, a partir del cual solo el LED rojo estará iluminado hasta llegar al 0%. El sistema de iluminación para la corriente de salida del convertidor es idéntico en cuanto a porcentajes.

Se establecieron unos valores de 3.7 V, 3.9 V y 4.1 V para las constantes *VBATT_ROJO*, *VBATT_AMARILLO* y *VBATT_VERDE*, respectivamente. Del mismo modo se asignaron los valores 0 A, 0.3 A y 0.8 A a las constantes *IREGOUT_ROJO*, *IREGOUT_AMARILLO* y *IREGOUT_VERDE*.

En el [ANEXO IX](#) se puede encontrar el código relativo al flujograma mostrado.

12. SIMULACIÓN DEL SISTEMA

12.1 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR REDUCTOR

Todas las simulaciones del convertidor reductor han sido realizadas con la herramienta PSIM 10 con un tiempo de paso de 0.1 μ s, empleando los esquemas de la *Figura 63* para la simulación del convertidor ideal (figura superior) y real (figura inferior).

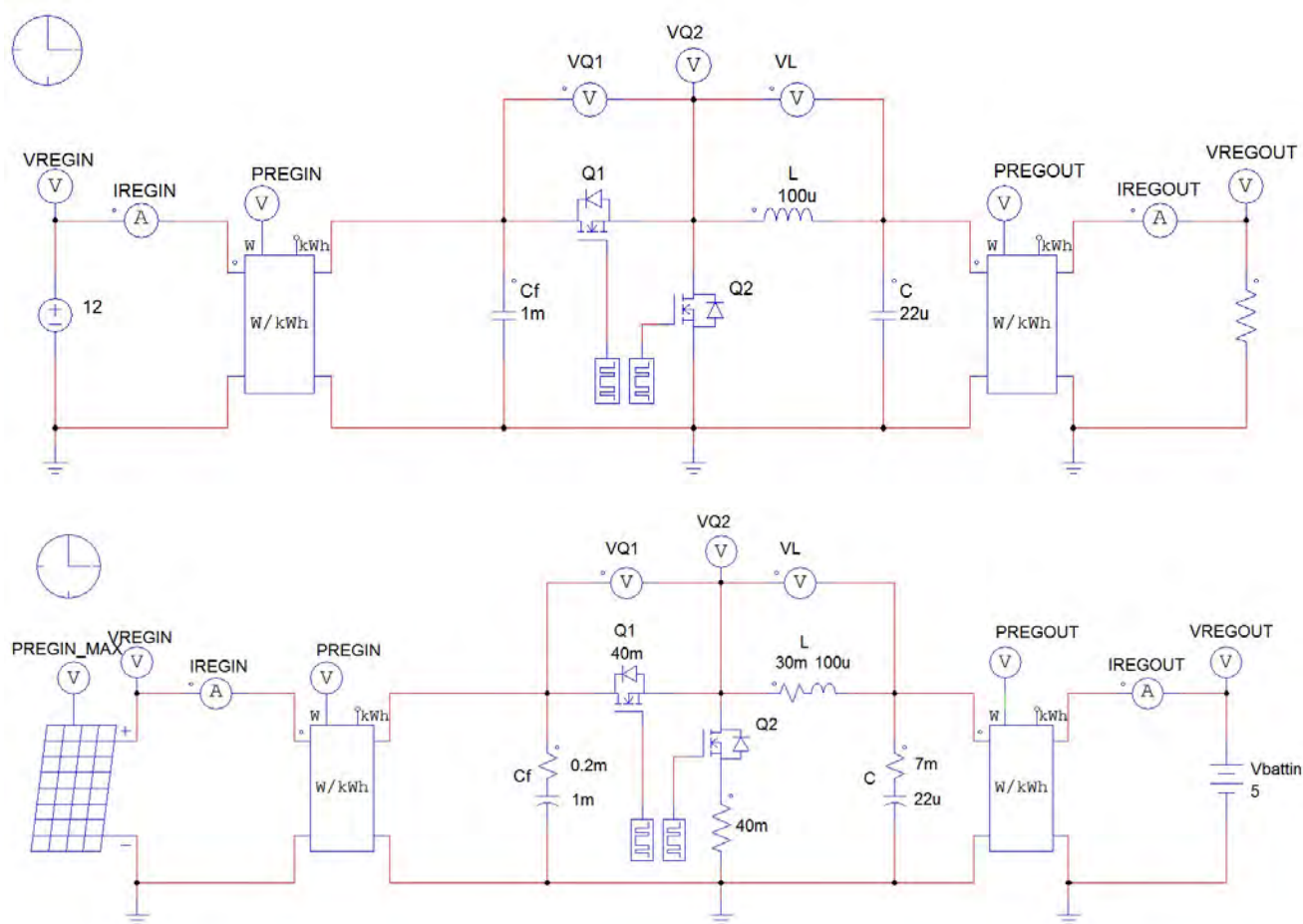


Figura 63: Esquemas eléctricos empleados en la simulación del convertidor

12.1.1 Simulación del convertidor ideal

La simulación del convertidor ideal, representada en la *Figura 64*, tiene como objetivo comprobar que las formas de onda de las corrientes y tensiones son las esperadas y, por tanto, validar los cálculos teóricos:

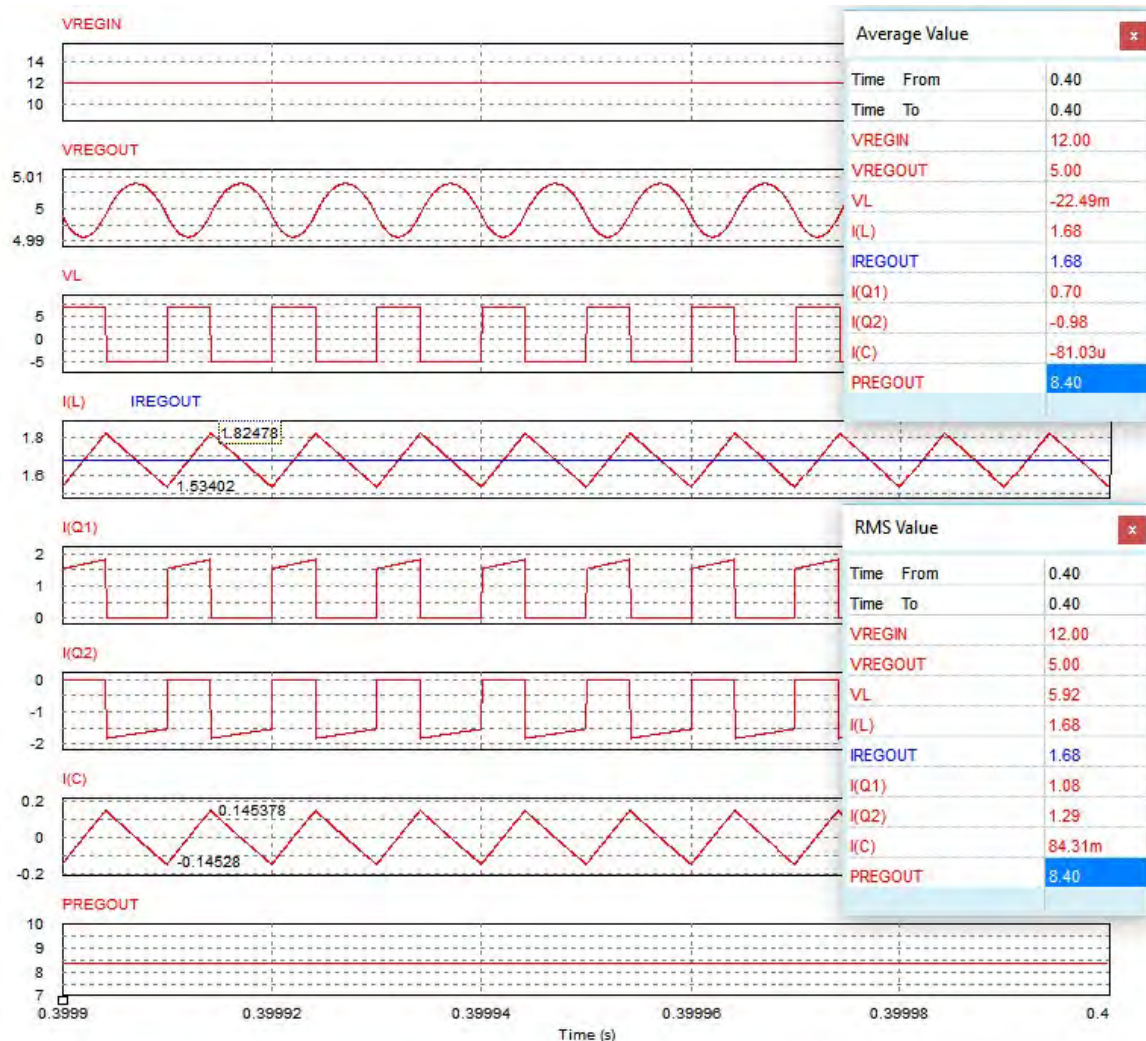


Figura 64: Simulación del convertidor reductor ideal

De los resultados obtenidos en la simulación en cuanto a las tensiones se concluye:

- ✓ Se confirma que el convertidor regula correctamente a 5V con un rizado inferior a $\Delta V_{C,max}$ y que $\overline{V_L} \approx 0$.

Respecto a las corrientes:

- ✓ Se observa perfectamente como la bobina se carga y descarga en cada semiperiodo y como la corriente que circula por Q1 durante T_{ON} y la que circula por Q2 durante T_{OFF} es idéntica a la de la

bobina. También se aprecia como el rizado de corriente se va por el condensador para ofrecer una corriente constante a la salida.

- ✓ Los rizados muestran como en la bobina es de $1.82 - 1.53 = 0.29 < \Delta I_{L,max}$, idéntico al teórico y a $\Delta I_C = 0.145 + 0.145 = 0.29$.
- ✓ Los valores medios muestran como $\overline{I_C} \approx 0$ y como $\overline{I_L}$ es la corriente a la salida del convertidor. Se observa también que $\overline{I_{Q1}}$ e $\overline{I_{Q2}}$ son idénticos a los teóricos.
- ✓ Los valores eficaces $I_{C,rms}$, $I_{Q1,rms}$, y $I_{Q2,rms}$ de la simulación también corresponden con los teóricos.

Respecto a la potencia:

- ✓ La potencia de entrada se transfiere íntegramente a la salida.

Por tanto, quedan validados los cálculos teóricos y las formas de onda.

12.1.2 Simulación del convertidor real

La simulación del convertidor real tiene como objetivo comprobar como varían los parámetros del convertidor al incluir componentes reales y compararlos con el ideal.

Como se puede ver en la [Figura 65](#), la aparición de una $R_{DS(on)} = 40 \text{ m}\Omega$ en los MOSFET junto a $R_L = 30 \text{ m}\Omega$ en la bobina, ha provocado que varíe la forma de onda de V_L y con ello el ciclo de trabajo necesario para tener 5V a la salida.

Además, se puede ver perfectamente como la bobina consume parte de la energía que trata de almacenar y como resultado de ello el valor medio $\overline{I_L}$ es menor que en la situación ideal.

Finalmente, como la herramienta PSIM solo tiene en consideración las pérdidas en conducción en el MOSFET, la diferencia de potencia entre la situación idea y real es de tan solo $0.19 \text{ W} \approx 0.20 \text{ W}$, similar al calculado teóricamente.

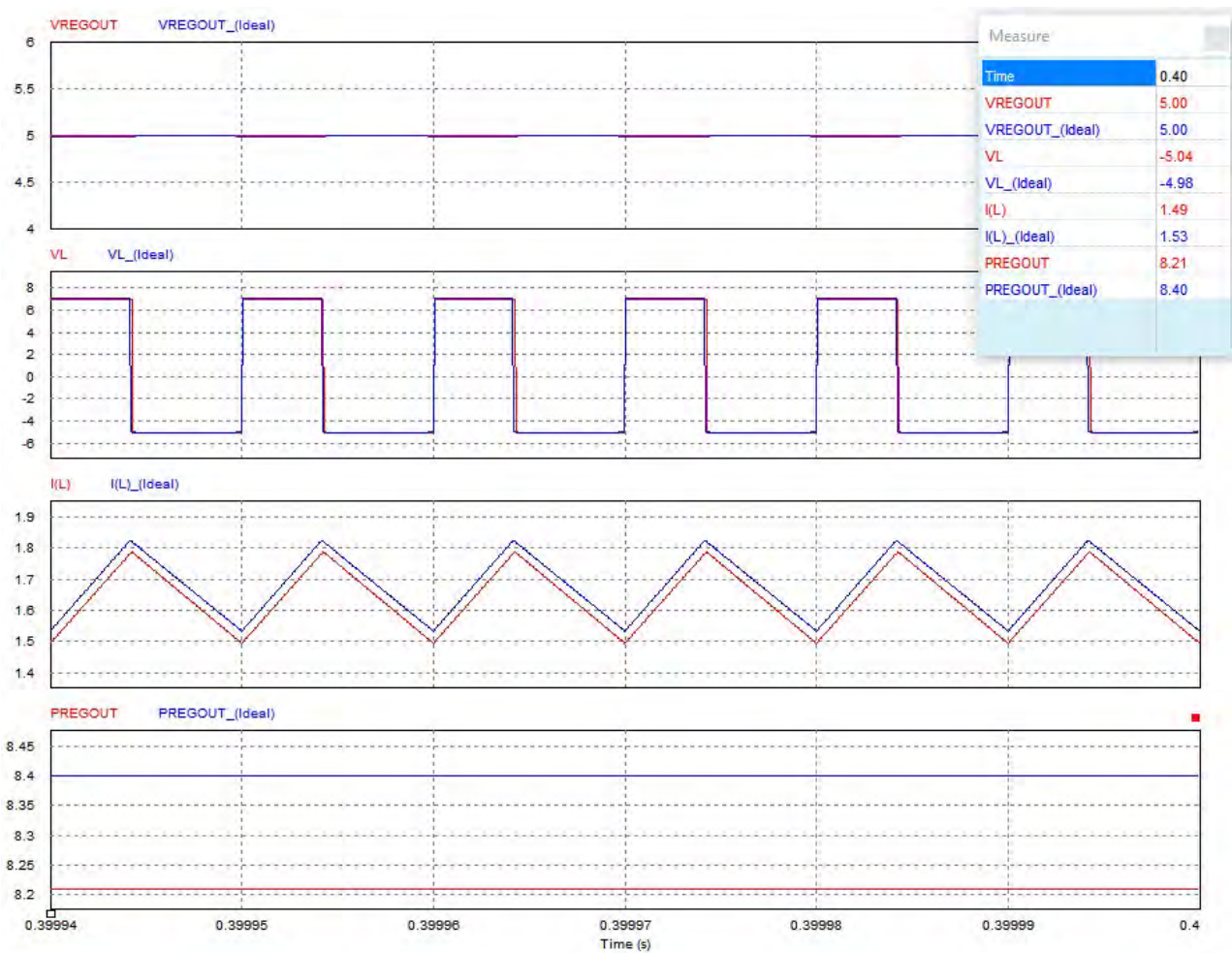


Figura 65: Simulación comparativa entre el convertidor ideal y real

12.2 SIMULACIÓN DEL ALGORITMO MPPT

Todas las simulaciones del convertidor reductor han sido realizadas con la herramienta PSIM 10 con un tiempo de paso de 1 us. El esquema empleado es el de la *Figura 66*:

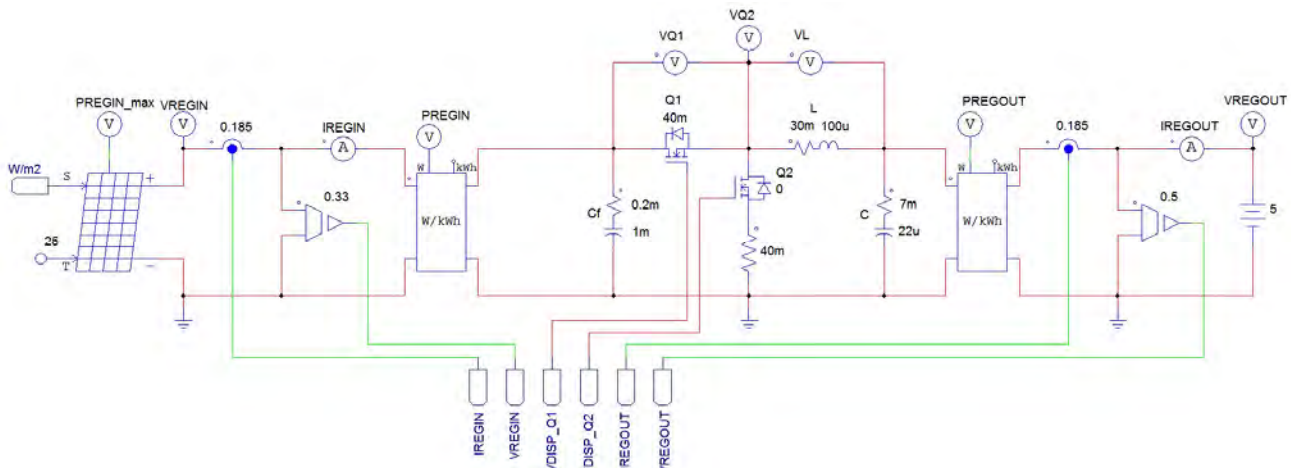
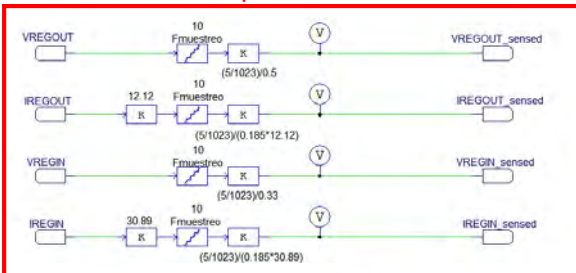


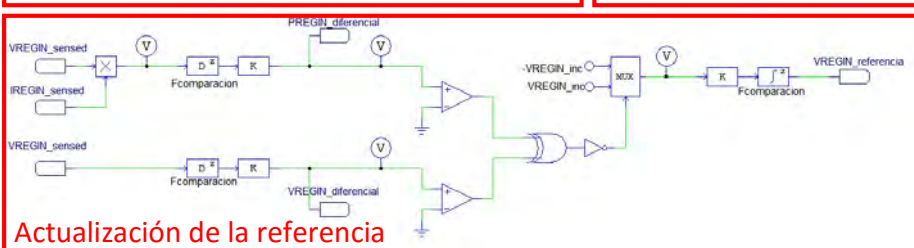
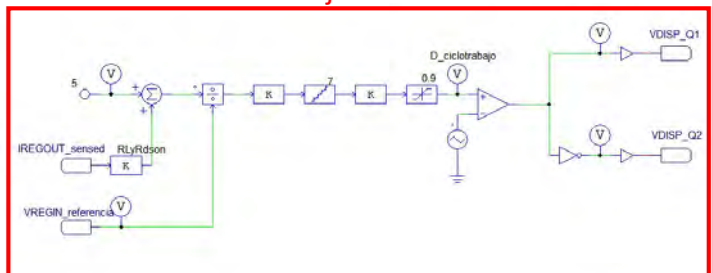
Figura 66: Esquema empleado para simular el convertidor reductor con sensores

Sobre el esquema del convertidor real se ha implementado el algoritmo MPPT de la *Figura 67* teniendo en cuenta la conversión analógica-digital del control, es decir, teniendo en cuenta la resolución máxima del ADC y el generador PWM del Arduino.

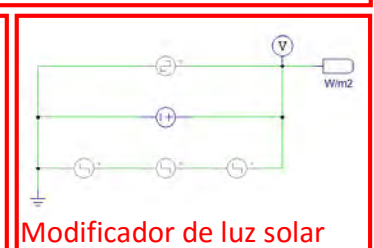
Simulador del Bloque ADC



Cálculo del ciclo de trabajo



Actualización de la referencia



Modificador de luz solar

Figura 67: Esquema empleado para simular el algoritmo MPPT

Se ha tenido en cuenta la ganancia de los sensores, el acondicionamiento de señal, la conversión a digital del ADC, el procesamiento de las variables sensadas en el Arduino y el ajuste del ciclo de trabajo a la resolución del Timer 1, en este caso aproximando a 7 bits.

12.2.1 Comparación de las distintas frecuencias de actualización del MPPT

El aspecto más crítico de este algoritmo es determinar la frecuencia de actualización de la referencia de tensión. Una frecuencia alta garantiza una respuesta rápida del sistema, pero la ΔD_{min} podría ser demasiado grande y provocar variaciones descontroladas del ciclo de trabajo. Además, comparar en lapsos muy pequeños de tiempo la $\Delta P_{reg,in}$ podría provocar que el MPPT no se enterara de las variaciones y detectara continuamente $\Delta P_{reg,in} = 0$. Se han estudiado tres alternativas: 2000 Hz, límite superior al ser la máxima frecuencia de muestreo que permite el ADC, 200 Hz y 20 Hz.

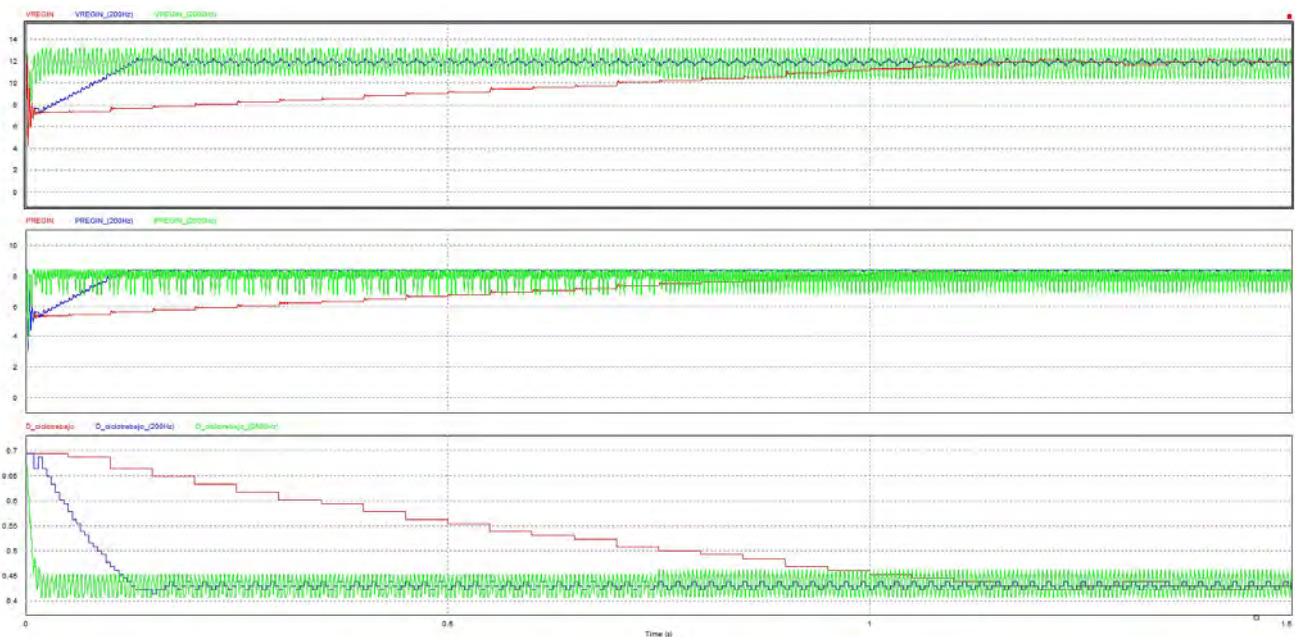


Figura 68: Comparación de distintas frecuencias de actualización del MPPT

Como se puede comprobar en la [Figura 68](#), para frecuencias altas el MPPT no regula correctamente y se provocan oscilaciones más grandes de lo previsto en el ciclo de trabajo que provocan que no se alcance el MPP. Por tanto, la frecuencia de 2000 Hz queda descartada.

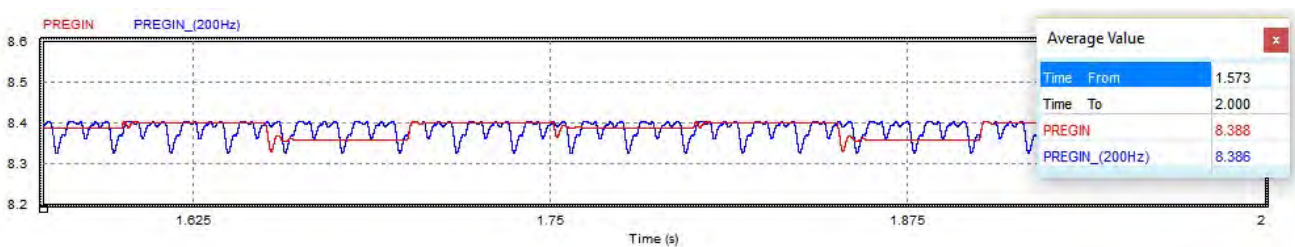


Figura 69: Comparación en detalle entre 200 Hz y 20 Hz

Entre las dos frecuencias de actualización restantes la elección es $f_{comparacion} = 20 \text{ Hz}$, pues como se observa en la [Figura 69](#), con 20 Hz el convertidor se estabiliza en cada cambio de ciclo de trabajo, dando

como resultado una sucesión de estacionarios, mientras que con 200 Hz nunca llega a estabilizarse y el convertidor está continuamente en régimen transitorio.

Finalmente, queda demostrado que el MPPT oscila alrededor del MPP, alcanzando una $P_{reg,in} = 8.39 \text{ W}$.

12.2.2 Comportamiento frente a variaciones bruscas de radiación solar

Con esta simulación se pretende comprobar el comportamiento del MPPT ante cambios bruscos de radiación solar para verificar que sigue correctamente el MPP por ejemplo ante la aparición de una nube. Se parte de una radiación solar de 200 W/m² y pasados dos segundos aumenta hasta 1000 W/m² para bajar a 500 W/m² al cabo de 2 segundos más.

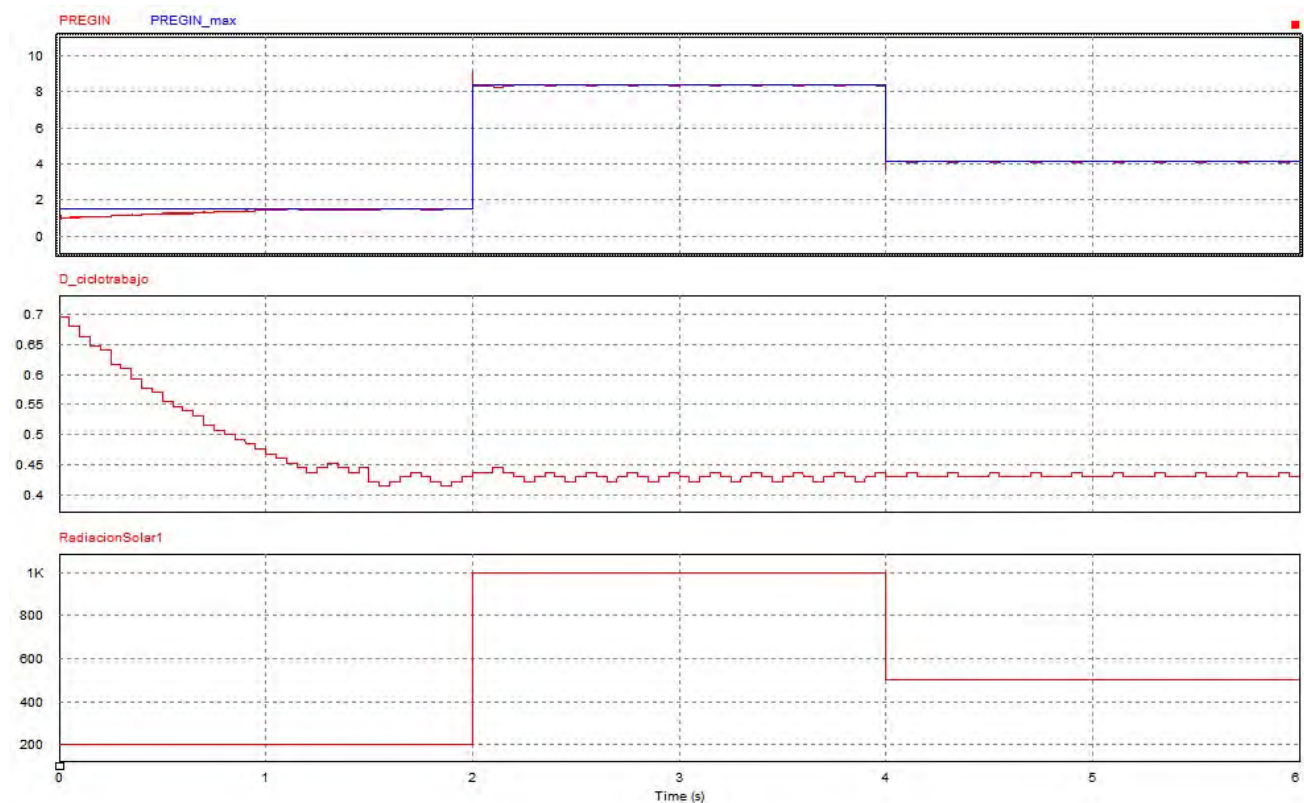


Figura 70: Simulación ante variaciones bruscas de radiación solar

Como se puede ver en la [Figura 70](#), el MPPT alcanza el MPP rápidamente bajo distintas condiciones de radiación solar al variar el ciclo de trabajo para modificar la referencia de tensión de entrada.

12.2.3 Comportamiento frente a sombras

Con esta simulación se pretende comprobar el comportamiento del MPPT ante la aparición de sombras producidas, por ejemplo, por el paso a un espacio interior sin contacto con el sol. Se parte de una radiación solar de 0 W/m² y pasados dos segundos aumenta hasta 1000 W/m² para volver a bajar a 0 W/m² al cabo de 2 segundos más.

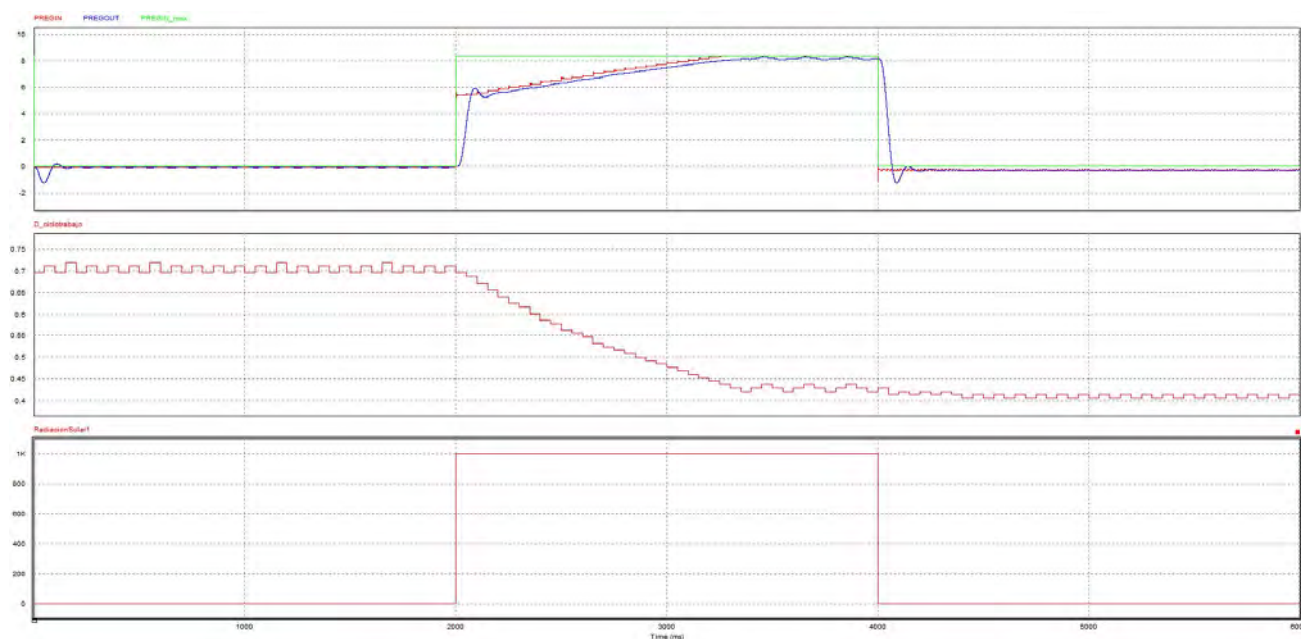


Figura 71: Simulación ante sombras

Como se puede ver en la [Figura 71](#), el MPPT alcanza el también el MPP aun estando antes y después en ausencia de luz, por lo que se confirma que teóricamente el algoritmo MPPT empleado sigue correctamente el MPP.

13. PROPUESTA DE IMPLEMENTACIÓN

13.1 ESQUEMA DEL PROTOTIPO

El esquema completo del cargador solar es el de la *Figura 72*, pudiéndose ver ampliado en el *ANEXO XII*.

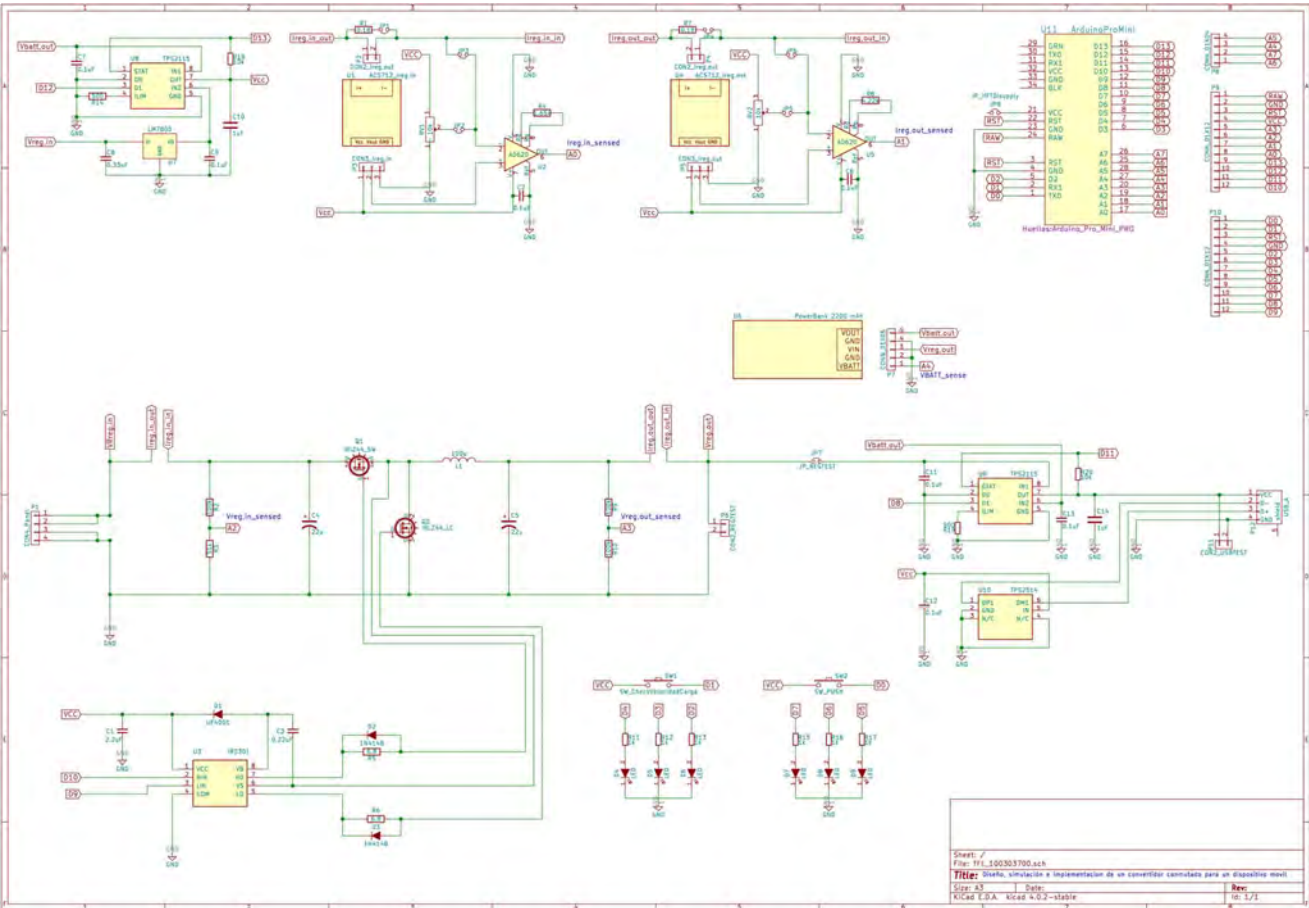


Figura 72: Esquema completo del cargador solar

13.2 LAYOUT DE LA PCB

13.2.1 Consideraciones de diseño

A fin de realizar un correcto rutado de los distintos componentes, se han seguido las siguientes consideraciones de diseño:

- ◇ Plano de masa en la capa BOTTOM.
- ◇ Pistas de potencia en la capa BOTTOM.

- ◇ Pistas de control en la capa TOP.
- ◇ Componentes del controlador de los MOSFET muy próximos entre sí.
- ◇ Circuito del controlador de los MOSFET muy próximo a los MOSFET a disparar.
- ◇ Conectores principales en el exterior de la placa.
- ◇ Entradas a la izquierda y salidas a la derecha de la PCB.
- ◇ Identificador de los componentes visibles.
- ◇ Disposición de los componentes paralela a los ejes X e Y.
- ◇ No realizar intersecciones en T.
- ◇ Realizar los giros de las pistas con un ángulo de 45°.

13.2.2 PCB propuesta

Las características de la PCB diseñada son las siguientes:

- ◇ Tamaño de placa: 5050 mil x 4250 mil
- ◇ Capas de rutado: TOP y BOTTOM.
- ◇ Ancho de pista: 50 mil para pistas de potencia, 30 mil para Vcc y 20 mil para señales de control.
- ◇ Nodos térmicos: Si.
- ◇ Aclarado: 15 mil.
- ◇ Identificación de la placa: NIA en la esquina superior izquierda de la capa BOTTOM.

En la *Figura 73* se muestra la placa diseñada en el entorno de desarrollo KiCAD.

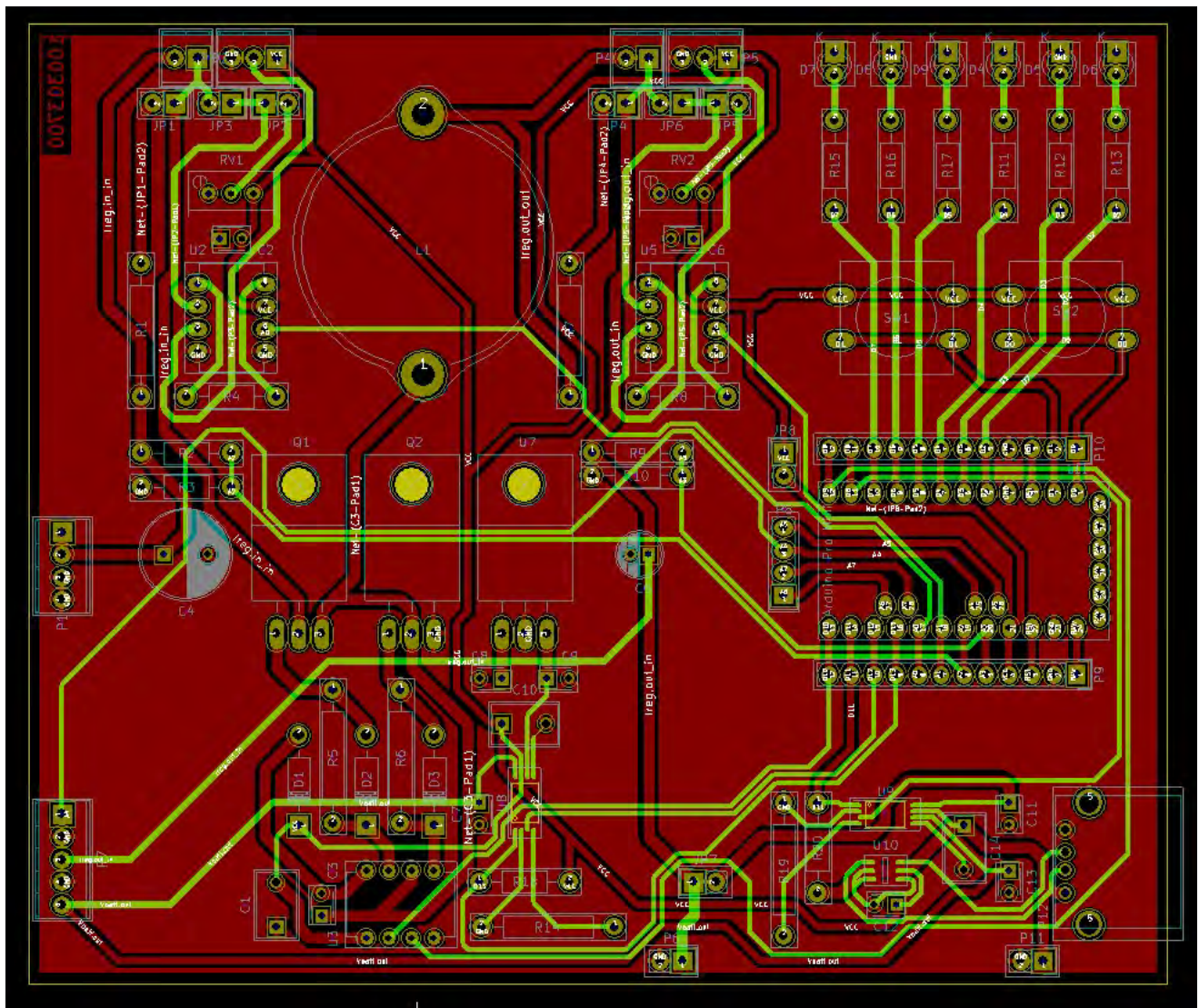


Figura 73: Diseño de la PCB en KiCAD

A continuación, en la *Figura 74* se muestra la capa TOP de la PCB tal en formato GERBER.

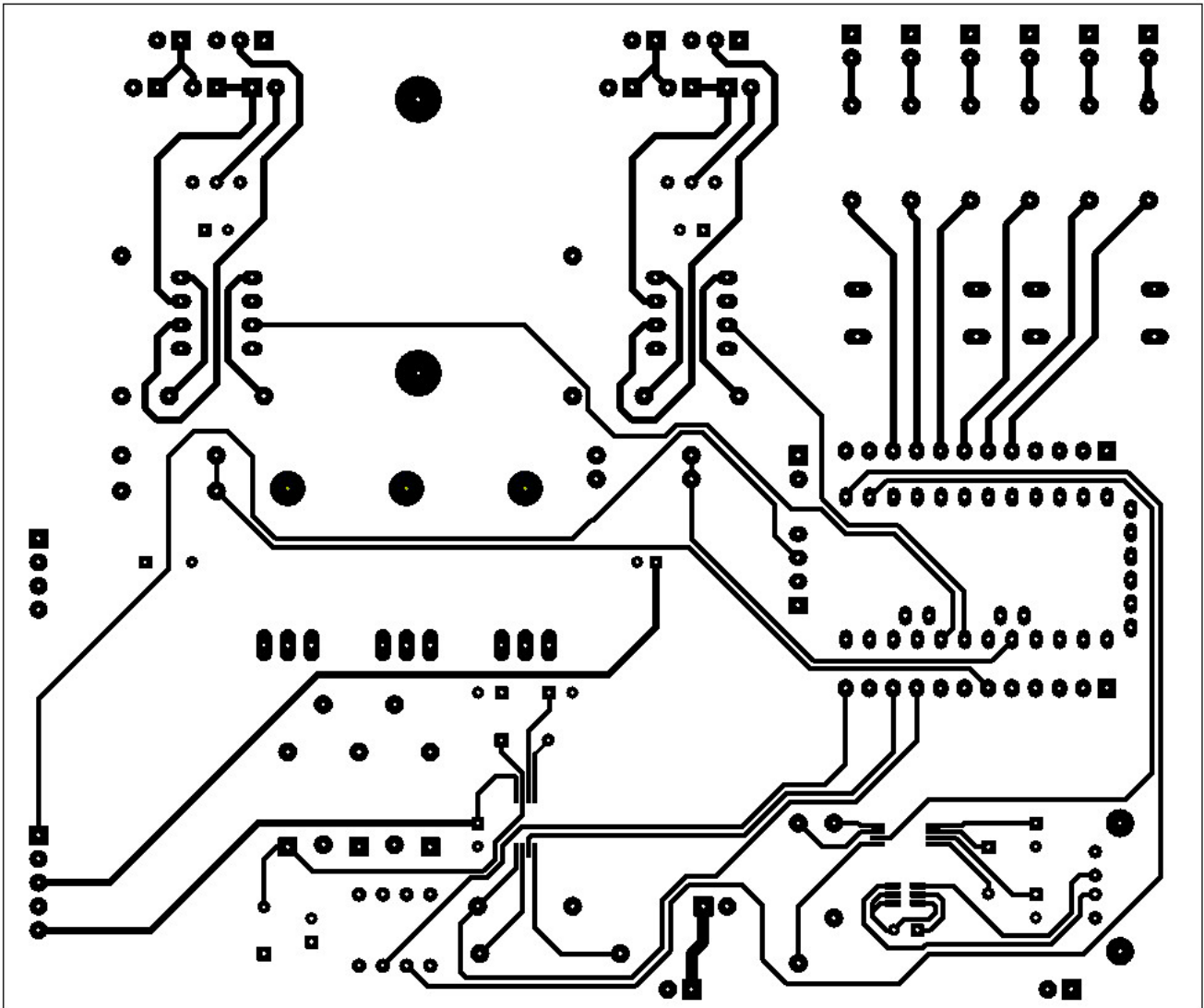


Figura 74: Capa TOP de la PCB diseñada

Por otro lado, en la *Figura 75* se muestra la capa BOTTOM de la PCB tal en formato GERBER.

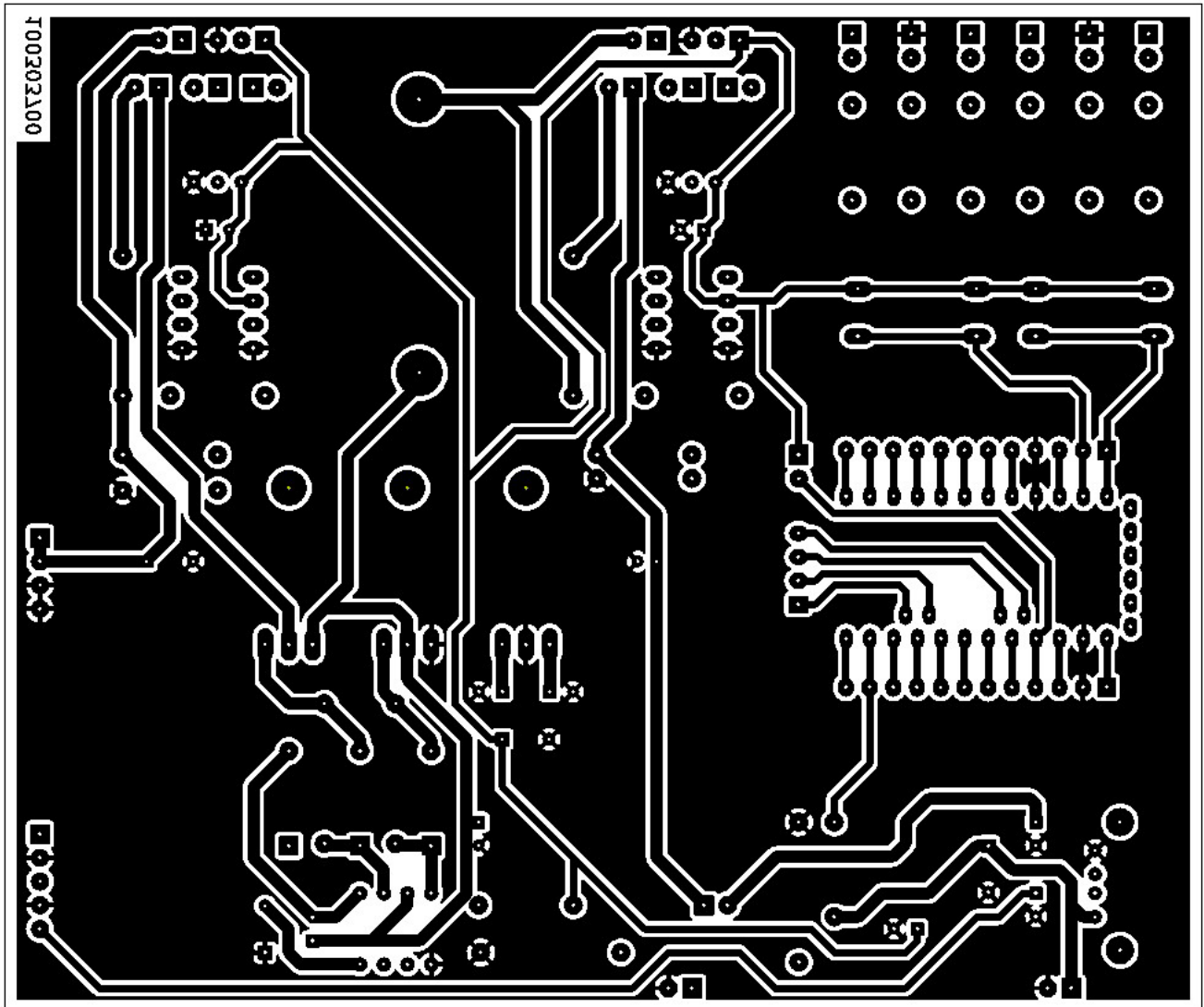


Figura 75: Capa BOT de la PCB diseñada

Finalmente, en la *Figura 76* se proporciona una maqueta 3D del resultado final que tendría la PCB fabricada y con todos los componentes montados:

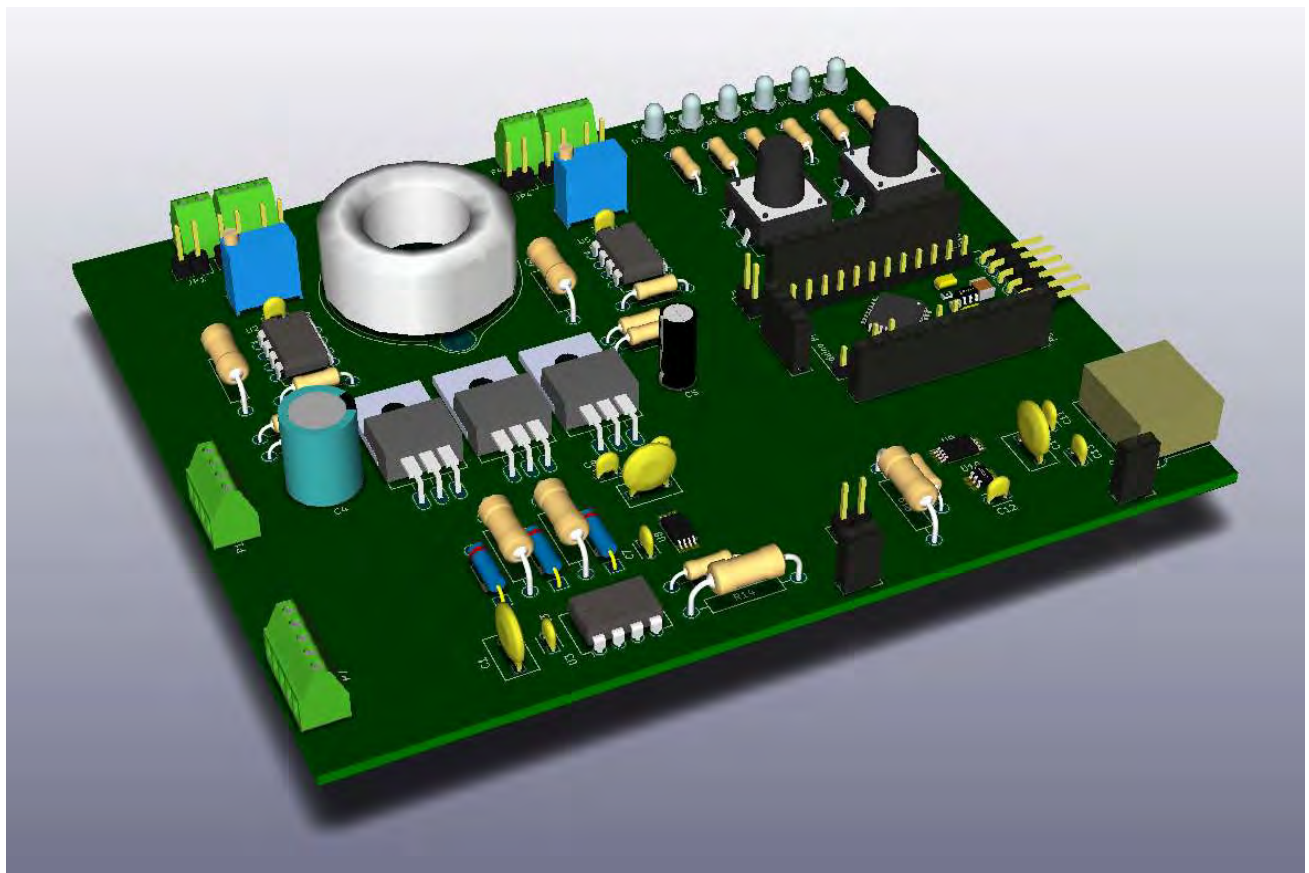


Figura 76: Modelo 3D de la PCB diseñada

13.3 PRESUPUESTO

En la *Tabla 17* se puede ver el presupuesto de este proyecto, donde se ha incluido la lista de componentes o BOM, los costes derivados de la fabricación de la PCB, el precio de la licencia de PSIM necesaria para poder hacer las simulaciones y finalmente las horas de trabajo realizadas.

COMPONENTES						
ITEM	CÓD.	PARTIDA	UD	MED	PU (€)	PT (€)
1		PANELES SOLARES				19.08
	1.1	Panel solar Marca: desconocida, Modelo: 4.2W/12V	ud.	2	9.54	19.08
2		MICROCONTROLADOR				5.58
	2.1	Microcontrolador U11 Marca: Arduino, Modelo: Pro Mini	ud.	1	5.58	5.58
3		POWERBANK				0.00
	3.1	Powerbank portátil U6 de 2200 mAh BBVA	ud.	1	0.00	0.00
4		SENSORES DE CORRIENTE				5.56

	4.1	Sensor de corriente por efecto Hall U1 y U4 Marca: Allegro, Modelo: ACS712	ud.	2	2.78	5.56
5		RESISTENCIAS				4.89
	5.1	Resistencias R1 y R7 de $0.18 \Omega \pm 5\%$ y 2 W Marca: Welwyn Modelo: 3296W-1-103LF Referencia Farnell: 1219189	ud.	2	0.41	0.82
	5.2	Resistencias R5 y R6 de $6.8 \Omega \pm 5\%$ y 1 W Marca: Multicomp Modelo: MCRE000011 Referencia Farnell: 9338020	ud.	2	0.21	0.42
	5.3	Resistencias R19 y R14 de $500 \Omega \pm 0.1\%$ y 0.25 W Marca: Multicomp Modelo: MCMFR0W4BB5000A50 Referencia Farnell: 2396013	ud.	2	1.58	3.16
	5.4	Resistencia R11, R12, R13, R14, R15, R16 y R17 de $1 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ y 0.25W Marca: desconocida Modelo: desconocido	ud.	6	0.00	0.00
	5.4	Resistencia R4 de $1.65 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ y 0.6W Marca: Multicomp Modelo: MRS25000C1651FCT00 Referencia Farnell: 9465405	ud.	1	0.07	0.07
	5.5	Resistencia R8 de $4.22 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ y 0.6W Marca: Multicomp Modelo: MRS25000C4221FCT00 Referencia Farnell: 9468633	ud.	1	0.09	0.09
	5.6	Resistencia R20 de $10 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ y 0.25W Marca: Multicomp Modelo: MCF 0.25W 10K Referencia Farnell: 9339060	ud.	1	0.05	0.05
	5.7	Resistencia R3 de $51 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ y 0.25W Marca: Multicomp Modelo: MF25 51K Referencia Farnell: 9342028	ud.	1	0.07	0.07
	5.8	Resistencias R2, R9 y R10 de $51 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ y 0.25W Marca: Multicomp Modelo: MF25 100K Referencia Farnell: 9341129	ud.	3	0.07	0.21
6		CONDENSADORES				2.53
	6.1	Condensadores cerámicos C2, C6, C7, C9, C11, C12 y C13 de 100 nF Marca: Multicomp Modelo: MC0805Y104M500A2.54MM Referencia Farnell: 2112751	ud.	7	0.10	0.68
	6.2	Condensador cerámico C1 de 220 nF Marca: Multicomp Modelo: MCMLR50V224KX7R Referencia Farnell: 1600881	ud.	1	0.27	0.27
	6.3	Condensador cerámico C8 de 330 nF Marca: Multicomp Modelo: MC0805B334K500A5.08MM Referencia Farnell: 2309021	ud.	1	0.18	0.18
	6.4	Condensadores cerámicos C10 y C14 de 1 uF Marca: Multicomp Modelo: MCMLR50V105MY5V Referencia Farnell: 2112910	ud.	2	0.24	0.48
	6.5	Condensador cerámico C3 de 2.2 uF Marca: Multicomp Modelo: MCMLR50V225MY5V Referencia Farnell: 2309052	ud.	1	0.47	0.47
	6.6	Condensador electrolítico C5 de 22 uF Marca: Multicomp Modelo: MCRH50V224M5X11 Referencia Farnell: 1902920	ud.	1	0.05	0.05

	6.7	Condensador electrolítico C4 de 1 mF Marca: Multicomp Modelo: MCRH25V108M13X21 Referencia Farnell: 9451870	ud.	1	0.40	0.40
7		DIODOS				0.17
	7.1	Diodo de recuperación ultrarrápida D1 Marca: Multicomp Modelo: UF4001 Referencia Farnell: 4085256	ud.	1	0.14	0.14
	7.2	Diodos de recuperación rápida D2 y D3 Marca: Fairchild Modelo: 1N4148 Referencia Farnell: 2322485	ud.	2	0.01	0.03
	7.3	Diodos LED D4, D5, D6, D7, D8 y D9 Marca: desconocida Modelo: desconocido	ud.	6	0.00	0.00
8		TRANSISTORES				3.10
	8.1	MOSFET de potencia logic level Q1 Y Q2 Marca: Infineon Modelo: IRLZ44NPBF Referencia Farnell: 8651418	ud.	2	1.55	3.10
9		CONECTORES				9.37
	9.1	Conectores hembra de 2 pines P6, P11 Marca: Multicomp Modelo: 2212S-02SG-85 Referencia Farnell: 1593458	ud.	2	0.09	0.18
	9.2	Conectores macho de 2 pines JP1, JP2, JP3, JP4, JP5, JP6, JP7 y JP8 Marca: Multicomp Modelo: 2211S-02G Referencia Farnell: 1593411	ud.	8	0.02	0.16
	9.3	Jumper de 2 pines para JP1, JP2, JP3, JP4, JP5, JP6, JP7 y JP8 Marca: Multicomp Modelo: SPC20479 Referencia Farnell: 2396301	ud.	8	0.07	0.56
	9.4	Conector hembra de 4 pines P8 Marca: Multicomp Modelo: 2212S-04SG-85 Referencia Farnell: 1593460	ud.	1	0.70	0.70
	9.5	Conector hembra de 4 vías P1 Marca: Multicomp Modelo: MC000036 Referencia Farnell: 2008011	ud.	1	1.80	1.80
	9.6	Conectores hembra de 5 vías P2-P3, P4-P5 y P7 Marca: Multicomp Modelo: MC000037 Referencia Farnell: 2008007	ud.	3	1.24	3.72
	9.7	Conectores hembra de 12 pines P9 y P10 Marca: Multicomp Modelo: 1593465 Referencia Farnell: 2112751	ud.	2	0.12	0.24
	9.8	Conector hembra USB tipo A P12 Marca: Multicomp Modelo: MC32593 Referencia Farnell: 1696534	ud.	1	0.81	0.81
	9.9	Socket DIP8 para U2, U3 y U5 Marca: TE CONNECTIVITY Modelo: 2445620 Referencia Farnell: 2445620	ud.	3	0.40	1.20
10		INTEGRADOS				25.91
	10.1	Circuito de disparo de MOSFET U3 Marca: Infineon Modelo: 1023254 Referencia Farnell: 1023254	ud.	1	3.37	3.37
	10.2	Amplificadores de instrumentación U2 y U5 Marca: Analog Devices Modelo: AD620ANZ Referencia Farnell: 1079404	ud.	2	7.88	15.76

10.3	Multiplexores de potencia U8 y U9 Marca: Texas Instrument Modelo: TPS2115APW Referencia Farnell: 2075397	ud.	2	2.45	4.90
10.4	Regulador lineal de tensión U7 Marca: Fairchild Modelo: LM7805CT Referencia Farnell: 1102157	ud.	1	0.53	0.53
10.5	Controlador de carga DCP USB U10 Marca: Texas Instrument Modelo: TPS2514DBVR Referencia Digikey: 296-39376-1-ND	ud.	1	1.35	1.35
11	BOBINAS				5.45
11.1	Bobina radial L1 Marca: Murata Modelo: 1410478C Referencia Farnell: 1077020	ud.	1	5.45	5.45
PLACA DE CIRCUITO IMPRESO					
12	PCB				48.74
12.1	Gastos de fabricación de la PCB diseñada	ud.	1	48.74	48.74
LICENCIAS DE SOFTWARE					
13	PSIM				600.00
13.1	Licencia del software PSIM	ud.	1	600.00	600.00
HORAS DE TRABAJO					
14	DISTRIBUCIÓN				7200.00
14.1	Horas de trabajo invertidas en el desarrollo del prototipo	horas	360	20.00	7200.00
COSTE TOTAL (€)					7930.38

Tabla 17: Presupuesto del proyecto

En resumen, el coste del proyecto asciende a 7930.38 €, desglosado en:

- ◇ Componentes: 81.64 €.
- ◇ PCB: 48.74 €.
- ◇ Licencia de PSIM: 600€.
- ◇ Horas de trabajo: 7200 €.

14. CONCLUSIONES Y LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO

14.1 CONCLUSIONES

El fin de este proyecto era aplicar los conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera y fomentar el uso de la energía solar en el diseño, simulación e implementación de un cargador solar con unas especificaciones de salida de 5 V y 5 W.

De la consecución de los hitos planteados, se concluye:

- ◇ Se ha realizado un estudio de mercado de los distintos tipos de cargador solares, descubriendo que en general las tecnologías que tratan de integrar un panel solar en el dispositivo o a través de una carcasa, son poco eficientes en su tarea debido a las limitaciones de espacio. El estudio concluye que los cargadores con potencial actualmente en el mercado son los denominados cargadores solares externos plegables, que llegan a superar la potencia entregada por un cargador de pared.
- ◇ Se ha estudiado la utilidad de powerbanks en este tipo de aplicaciones, concluyendo que las opciones de bajo precio típicas de regalos promocionales no son la mejor solución, pues tardan mucho tiempo en cargarse y almacenan mucha menos energía que la indicada.
- ◇ Se ha dimensionado un convertidor reductor de potencia que teóricamente y mediante simulaciones ha demostrado no solo cumplir, sino mejorar las especificaciones de diseño iniciales.
- ◇ Se ha desarrollado un algoritmo de control MPPT que ha demostrado funcionar en distintas situaciones en un escenario realista.
- ◇ Se ha asegurado la alimentación del hardware de control con un sistema redundante que permite al cargador solar volver a funcionar en caso de agotarse el powerbank.
- ◇ Se ha asegurado la alimentación del puerto USB con un multiplexor, permitiendo al cargador solar alimentar a un dispositivo externo tanto de día como de noche.
- ◇ Se ha dotado al cargador solar de protecciones eléctricas no solo para los dispositivos externos, sino para los elementos internos del propio cargador.
- ◇ Se ha dotado al cargador de un protocolo de comunicación que permite cargar dispositivos móviles más rápido sin comprometer su seguridad al informar de que es un DCP.

De la elección del Arduino como microcontrolador, se concluye:

- ◇ Para un convertidor con una frecuencia de conmutación superior a 100 KHz, la elección de un Arduino como controlador puede no ser recomendable debido a que la resolución del ciclo de trabajo empeora mucho. Además, hay que tener en cuenta que debido al tiempo de lectura de su conversor ADC, no sería posible muestrear sin perder información importante señales con una frecuencia superior a 1 KHz.

Del estudio de las tecnologías solares y de la elección de un panel solar, se concluye:

- ◇ Su uso en dispositivos pequeños es marginal, prueba de ello que es prácticamente imposible encontrar paneles solares fotovoltaicos de pequeñas dimensiones para estas aplicaciones, solo se encuentran paneles solares de grandes dimensiones y por tanto destinados a instalaciones mucho más grandes.
- ◇ Las tecnologías fotovoltaicas están cambiando: las tecnologías de capa delgada, inicialmente las menos eficientes, ya tienen el potencial de alcanzar las eficiencias más altas, mientras que la tecnología monocristalina, aún la de mayor eficiencia, empieza a ser fagocitada por la policristalina, que ya consigue eficiencias cercanas a menor precio.

De la elección de los elementos de sensado, se concluye:

- ◇ El sensor de efecto Hall ACS712 es ideal para aplicaciones donde la potencia disponible sea muy limitada, pues las únicas pérdidas que producen son las correspondientes a la alimentación del integrado. Sin embargo, estos sensores entrañan mayor complejidad y ocupación de espacio frente a los sensores resistivos, ya que por su sensibilidad es necesario añadir un sistema de acondicionamiento de señal. Por tanto, dependiendo del tamaño del cargador puede no ser recomendable.

Finalmente, dado que se han alcanzado los hitos marcados, se puede concluir que se han cumplido los objetivos planteados y, de hecho, se ha ido más allá:

- ◇ No solo se han aplicado conocimientos, también se han adquirido nuevos como las tecnologías solares fotovoltaicas, la programación avanzada de Arduino, los fundamentos de las baterías y sus métodos de carga, el funcionamiento de los circuitos de disparo de MOSFET, los tipos de sensores de corriente, las tecnologías para la conmutación de potencia y los distintos protocolos de carga a través de USB, además de aprender a usar nuevas herramientas como KiCAD.
- ◇ No solo se ha fomentado el uso de las energías renovables a través del uso de cargadores solares, sino que también se ha dado solución a otro problema, la dependencia de puntos de carga que conlleva la necesidad de cargar varias veces al día los dispositivos móviles.

14.2 LÍNEAS DE TRABAJO FUTURO

FABRICAR EL PROTOTIPO

Una vez diseñado, simulado e implementado el prototipo, se proponen los siguientes trabajos:

- ◇ **Implementar físicamente el diseño.** Englobaría el proceso de fabricación de la PCB propuesta, el montaje sobre ella de todos los componentes y la conexión a la placa de los paneles solares, los sensores de corriente y el powerbank.
- ◇ **Verificar el funcionamiento el diseño.** Una vez fabricado el prototipo, sería necesario realizar pruebas en el laboratorio para comprobar que el circuito de disparo funciona correctamente según la señal PWM generada por el Arduino, que por tanto el convertidor de potencia regula y alcanza el MPP correctamente, que los multiplexores conmutan de acuerdo a las señales

enviadas por el Arduino y que los LED se iluminan cuando deben. Una vez verificado el funcionamiento del convertidor, se realizarían pruebas reales en el exterior, tanto de día como de noche, para comprobar que el cargador cumple su función.

- ◇ **Construir una carcasa externa.** En caso de funcionar correctamente, para dar por terminado el prototipo sería necesario diseñar una carcasa rígida para la PCB mediante un software CAD como AutoCAD o SolidEdge y después fabricarlo con una impresora 3D. También sería necesario confeccionar la envolvente flexible de los paneles solares para que estos se pudieran plegar.

MEJORAR EL DISEÑO

Dadas las conclusiones a las que se han llegado en este proyecto, se proponen las siguientes mejoras:

- ◇ **Adquirir paneles solares debidamente documentados.** Aunque difícil, es importante conocer sus características técnicas para así poder realizar simulaciones más cercanas a la realidad y, por tanto, estimar mejor el funcionamiento real del cargador.
- ◇ **Sustituir el powerbank por una batería a medida.** Dadas las prestaciones de los powerbanks vistos, el funcionamiento del cargador mejoraría si en lugar de emplear un powerbank de bajo coste, se dimensionara un conjunto batería – cargador – elevador específico para esta aplicación.
- ◇ **Cambiar el microcontrolador.** Con las limitaciones de frecuencia de lectura en el ADC y resolución del generador de PWM, sería conveniente sustituir el microcontrolador por otro que ofreciera mejores prestaciones, permitiendo así escoger frecuencias de conmutación mayores y, por tanto, reduciendo el tamaño de los componentes del convertidor.
- ◇ **Buscar alternativas a los sensores de corriente y su acondicionamiento** para tratar de reducir la complejidad y volumen ocupado por el sensor y su acondicionamiento de señal. Además, serviría para reducir los importantes costes del amplificador de instrumentación AD620 en caso de sustituirlo.

MEJORAR LA IMPLEMENTACIÓN

Dadas el diseño propuesto para la PCB, se proponen las siguientes mejoras:

- ◇ **Separar la potencia y el control.** Rediseñando la PCB, se aislarían todo lo posible esas dos etapas, pues dado que manejan potencias y frecuencias muy distintas, una etapa podría inducir mucho ruido a la otra.
- ◇ **Escoger componentes SMD** permitiría reducir el tamaño y dotar a la PCB de un aspecto más profesional.

15. ANEXOS

ANEXO I: TABLA COMPARATIVA DE CONDENSADORES

Condensador electrolítico		12.2	18.2			26.8		
Nombre	Fabricante	Panasonic	Panasonic	Multicomp	Vishay	Panasonic	Multicomp	Vishay
	Modelo	EEUFC1H150	EEUFC1H220	MCRH50V224M5X11	MAL2038 31229E3	EEUFC1H330	MCRH50V334M5X11	MAL2038 31339E3
Características eléctricas	C (uH) - typ.	15	22	22	22	33	33	33
	IC,rms (A) - max.	0.15	0.16	0.11	0.14	0.26	0.14	0.19
	tanδ para WV=50 V	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
Dimensiones	D (mm)	5.00	5.00	5.00	5.00	6.30	6.30	5.00
	h (mm)	11.00	11.00	11.00	11.00	11.20	11.00	11.00
	Área (cm ²)	0.20	0.20	0.20	0.20	0.31	0.31	0.20
	Volumen (cm ³)	0.22	0.22	0.22	0.22	0.35	0.34	0.22
Característica	Expresión	Efecto en el convertidor reductor						
ΔVc (V) - typ.	7.26	0.016	0.017	0.017	0.017	0.016	0.016	0.016
ΔVc (%) - typ.		0.32	0.33	0.33	0.33	0.32	0.32	0.32
RESR (Ω)	7.28	0.011	0.007	0.007	0.007	0.005	0.005	0.005
Pperdidas (W) - max.	7.27	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

Tabla 18: Comparativa de condensadores

ANEXO II: TABLA COMPARATIVA DE BOBINAS

Bobina radial		150			100			68		
Nombre	Fabricante	Coilcraft	Murata	Bourns	Coilcraft	Murata	Bourns	Coilcraft	Murata	Bourns
	Modelo	RFC1010B-154KE	1410478C	1130-151K-RC	RFC1010B-104KE	1410478C	1130-101K-RC	RFC1010B-683KE	1447383C	1130-680K-RC
Características eléctricas	L (uH) - typ.	150.00	150.00	150.00	100.00	100.00	100.00	68.00	68.00	68.00
	Isat (A) - min.	2.20	6.50	5.50	2.65	6.00	9.00	3.20	7.30	9.60
	DCR (Ω) - max.	0.23	0.04	0.06	0.15	0.03	0.03	0.12	0.03	0.03
Dimensiones	D (mm)	11.00	24.40	27.94	11.00	23.60	27.94	11.00	24.40	27.94
	h (mm)	11.50	14.00	21.34	11.50	14.00	21.34	11.50	14.00	21.34
	Área (cm ²)	0.95	4.68	6.13	0.95	4.37	6.13	0.95	4.68	6.13
	Volumen (cm ³)	1.09	6.55	13.08	1.09	6.12	13.08	1.09	6.55	13.08
Característica	Expresión	Efecto en el convertidor reductor								
ΔI_L (A) - typ.	7.9	0.19	0.19	0.19	0.29	0.29	0.29	0.43	0.43	0.43
$I_{L,rms}$ (A) - typ.	7.12	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68	1.68
$I_{L,pico}$ (A) - typ.	7.11	1.78	1.78	1.78	1.83	1.83	1.83	1.89	1.89	1.89
$I_{S,rms}$ (A) - typ.	7.16	1.09	1.09	1.09	1.09	1.09	1.09	1.09	1.09	1.09
$I_{S,avg}$ (A) - typ.	7.15	0.70	0.70	0.70	0.70	0.70	0.70	0.70	0.70	0.70
$I_{D,rms}$ (A) - typ.	7.20	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44	0.44	0.45	0.45	0.45
$I_{D,avg}$ (A) - typ.	7.19	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98
$I_{C,rms}$ (A) - typ.	7.25	0.06	0.06	0.06	0.08	0.08	0.08	0.12	0.12	0.12
C para $\Delta V_c = \max$ (uF)	7.26	12.2	#¡REF!	12.2	18.2	18.2	18.2	26.8	26.8	26.8
P _{perdidas} (W) - max.	7.13	0.65	0.12	0.18	0.42	0.09	0.10	0.32	0.07	0.08

Tabla 19: Comparativa de bobinas

ANEXO III: TABLA COMPARATIVA DE DIODOS

Diodo Schottky		Alt. 2	Alt. 3	Alt.4
Nombre	Fabricante	STMICROELECTRONICS	Multicomp	Vishay
	Modelo	1N5819	SB140	MAL2038 31229E3
Características eléctricas	VRRM (v) - max.	40	40	40
	IF,avg (A) - max.	2.00	1.00	1.00
	VF (V) - max.	0.55	0.5	0.55
Dimensiones	D (mm)	2.71	2.71	2.71
	h (mm)	5.20	5.20	5.20
	Área (cm2)	0.06	0.06	0.06
	Volumen (cm3)	0.03	0.03	0.03
Característica	Expresión	Efecto en el convertidor reductor		
Pperdidas (W) - max.	7.22	0.539	0.490	0.539

Tabla 20: Comparativa de diodos

ANEXO IV: TABLA COMPARATIVA DEL MOSFET

MOSFET de potencia		Alt. 2	Alt. 3	Alt.4
Nombre	Fabricante	Vishay	Vishay	Vishay
	Modelo	IRF530	IRL530	IRLZ44
Características eléctricas	Vds (V) - max.	100	100	60
	Vgs (V) - typ.	10.00	5.00	5.00
	Id,rms (A) - max.	10.00	10.00	36.00
	Rds,on (Ω) - max.	0.16	0.16	0.04
	tr + tf (ns)	58.00	148.00	340.00
Dimensiones	W (mm)	4.65	4.65	4.65
	L (mm)	10.52	10.52	10.52
	Área (cm ²)	0.49	0.49	0.49
	Volumen (cm ³)	0.78	0.78	0.78
Característica	Expresión	Efecto en el convertidor reductor		
Pperdidas (W) - max.	7.17 y 7.18	0.213	0.251	0.189

Tabla 21: Comparativa de MOSFET

ANEXO V: CÓDIGO DEL PROGRAMA PRINCIPAL

```
/**
 * TFE - Diseño, simulación e implementación de un convertidor conmutado para dispositivos móviles
 * @brief Sistema de control del Cargador Solar.
 * Dividido en:
 * - Sistema de adquisición y procesamiento de datos en el conversor ADC
 * - Sistema de visualización de información mediante LEDs
 * - Algoritmo de control MPPT para el convertidor reductor
 * - Sistema de control de los multiplexores de potencia
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

// CONSTANTES DEL SISTEMA

#define VREGOUT_REF 5 // Tensión de salida deseada en el convertidor
#define VREGIN_REF 12 // Tensión de entrada nominal del panel solar
#define VREGIN_MIN 7 // Valor mínimo de VREGIN para el que funciona el regulador lineal LM7805
#define IREGOUT_MIN 0.2 // Valor límite de IREGOUT para utilizar la salida del convertidor en el MUX USB
#define VREGIN_INC 0.625 // Incremento mínimo de D: (1 / 160)*100
#define RL 0.033 // Resistencia de la bobina L
#define RDSON 0.028 // Resistencia RDson del MOSFET de lado alto

#define VBATT_ROJO 3.7 // Tensión VBATT a partir de la cual se enciende el LED rojo
#define VBATT_AMARILLO 3.9 // Tensión VBATT a partir de la cual se enciende el LED amarillo
#define VBATT_VERDE 4.1 // Tensión VBATT a partir de la cual se enciende el LED verde
#define IREGOUT_ROJO 0 // Corriente IREGOUT a partir de la cual se enciende el LED rojo
#define IREGOUT_AMARILLO 0.3 // Corriente IREGOUT a partir de la cual se enciende el LED amarillo
#define IREGOUT_VERDE 0.8 // Corriente IREGOUT a partir de la cual se enciende el LED verde

#define T_ADC 500 // Periodo de muestreo del ADC
#define T_MPPT 50000 // Periodo de actualización del MPPT
```

```
// ALIAS DE PINES ANALOGICOS
```

```
#define IREGIN_PIN 0           // Pin analógico A0 para sensor IREGIN
#define IREGOUT_PIN 1          // Pin analógico A1 para sensor IREGOUT
#define VREGIN_PIN 2           // Pin analógico A2 para sensor VREGIN
#define VREGOUT_PIN 3          // Pin analógico A3 para sensor VREGOUT
#define VBATT_PIN 4            // Pin analógico A4 para sensor VBATT
```

```
// ALIAS DE PINES DIGITALES
```

```
#define BOTONBATT_PIN 0        // Pin digital IN D0 para activar los LEDs de carga de batería
#define BOTONCARGA_PIN 1       // Pin digital IN D1 para activar los LEDs de carga de corriente
#define LEDBATT_VERDE_PIN 2     // Pin digital OUT D2 para activar el LED verde de batería
#define LEDBATT_AMARILLO_PIN 3 // Pin digital OUT D3 para activar el LED amarillo de batería
#define LEDBATT_ROJO_PIN 4      // Pin digital OUT D4 para activar el LED rojo de batería
#define LEDCARGA_VERDE_PIN 5    // Pin digital OUT D5 para activar el LED verde de carga
#define LEDCARGA_AMARILLO_PIN 6 // Pin digital OUT D6 para activar el LED amarillo de carga
#define LEDCARGA_ROJO_PIN 7     // Pin digital OUT D7 para activar el LED rojo de carga
#define PWMQ1_PIN 9             // Pin digital PWM D9 para disparar MOSFET lado H
#define PWMQ2_PIN 10           // Pin digital PWM D10 para disparar MOSFET lado L
#define MUXVUSB1_PIN 11        // Pin digital OUT D11 para controlar MUX para VUSB
#define MUXVCC1_PIN 12         // Pin digital OUT D12 para controlar MUX para VCC
```

```
// INICIALIZACIÓN DE VARIABLES ADC
```

```
float iregin;           // Variable que contiene la lectura procesada del ADC para IREGIN
float iregout;          // Variable que contiene la lectura procesada del ADC para IREGOUT
float vregin;           // Variable que contiene la lectura procesada del ADC para VREGIN
float vregout;          // Variable que contiene la lectura procesada del ADC para VREGOUT
float vbatt;            // Variable que contiene la lectura procesada del ADC para VBATT
```

```
// INICIALIZACIÓN DE VARIABLES MPPT
```

```
float potencia_actual;   // Potencia instantánea muestreada en el ciclo actual
```

```
float potencia_anterior;           // Potencia instantánea muestreada en el ciclo anterior
float vregin_ref;                  // Referencia de VREGIN a seguir por el MPPT

unsigned long espera_adc;          // Empleada junto a micros() para hacer un delay del ADC
unsigned long espera_mppt;         // Empleada junto a micros() para hacer un delay del MPPT

/**
 * @fn setup()
 * @brief Configuración inicial del sistema control:
 * - Inicialización del Timer1 para la generación de las señales PWM
 * - Inicialización de las variables involucradas en el ADC y el MPPT
 * - Configuración de los pines digitales I/O de los LEDs y MUX
 */
void setup()
{
  Serial.begin(115200);
  espera_adc = espera_mppt = 0;

  // INICIALIZACIÓN DEL TIMER

  noInterrupts();                  // Desactiva interrupciones durante el setup

  /* Configuración de los pines de salida de las señales PWM
   - PWMQ1_PIN: Señal PWM no invertida
   - PWMQ2_PIN: Señal PWM invertida */
  pinMode(PWMQ1_PIN, OUTPUT);
  pinMode(PWMQ2_PIN, OUTPUT);

  /* Configuración del registro TCCR1A del Timer1
   - Modo de funcionamiento de las salidas PWM
   - Modo de funcionamiento del Timer */
  TCCR1A = 0;
  TCCR1A |= (1 << COM1A1);         // Configuración del puerto PWM A:
  TCCR1A |= (0 << COM1A0);         // Señal no invertida
  TCCR1A |= (1 << COM1B1);         // Configuración del puerto PWM B
```



```
TCCR1A |= (1 << COM1B0);           // Señal invertida
TCCR1A |= (0 << WGM10);             // Timer1 en modo PWM con TOP = ICR1
TCCR1A |= (1 << WGM11);             // Timer1 en modo PWM con TOP = ICR1

/* Configuración del registro TCCR1A del Timer1
- Modo de funcionamiento del Timer
- Selección del preescaler */
TCCR1B = 0;
TCCR1B |= (1 << WGM12);             // Timer1 en modo PWM con TOP = ICR1
TCCR1B |= (1 << WGM13);             // Timer1 en modo PWM con TOP = ICR1
TCCR1B |= (1 << CS10);              // Prescaler N=1

/* Configuración del registro TCNT1 del Timer1
- Valor de la cuenta del timer */
TCNT1=0;                            // Timer1 inicialmente a 0

/* Configuración del registro ICR1 del Timer1
- Selección del TOP del Timer para fijar la frecuencia de PWM fwm */
ICR1 = 160;                         // ICR1 = 16MHz/(N * fpwm) con N=1, fpwm=100KHz

/* Configuración de los registros OCR1A y OCR1B del Timer1
- OCR1A Ciclo de trabajo de la señal PWM no invertida (de 0 a TOP)
- OCR1A Ciclo de trabajo de la señal PWM invertida (de 0 a TOP) */
OCR1A = 0;                          // OCR1A = D*TOP
OCR1B = 160;                        // OCR1B = D*TOP

/* Configuración del registro TIMSK1 del Timer1
- Habilita/inhabilita las interrupciones del timer */
TIMSK1 = 0;                         // Todas las interrupciones inhabilitadas

// INICIALIZACIÓN DEL ADC

iregin = iregout = vregin = vregout = vbatt = 0;
```

```
// INICIALIZACIÓN DEL MPPT
```

```
potencia_anterior = potencia_actual = 0;  
vregin_ref = VREGIN_REF;
```

```
// INICIALIZACIÓN DE LOS COMPROBADORES
```

```
pinMode(BOTONBATT_PIN, INPUT);  
pinMode(BOTONCARGA_PIN, INPUT);  
pinMode(LEDBATT_VERDE_PIN, OUTPUT);  
pinMode(LEDBATT_AMARILLO_PIN, OUTPUT);  
pinMode(LEDBATT_ROJO_PIN, OUTPUT);  
pinMode(LEDCHARGA_VERDE_PIN, OUTPUT);  
pinMode(LEDCHARGA_AMARILLO_PIN, OUTPUT);  
pinMode(LEDCHARGA_ROJO_PIN, OUTPUT);
```

```
// INICIALIZACIÓN DE LOS MULTIPLEXORES
```

```
pinMode(MUXVCCD1_PIN, OUTPUT);  
pinMode(MUXVUSB1_PIN, OUTPUT);  
// pinMode(MUXVCCSTAT_PIN, INPUT);  
// pinMode(MUXVUSBSTAT_PIN, INPUT);
```

```
// pinMode(13, OUTPUT);  
interrupts();
```

```
}
```

```
/**
```

```
 * @fn loop()
```

```
 * @brief Programa principal:
```

```
 * - Adquisición de datos del ADC y reajuste del ciclo de trabajo para MPPT
```

```
 * - Comprobación de petición de encendido de LEDs
```

```
 * - Gestión de los MUX
```

```
 */
```

```
void loop()
```

```
{
    potencia_anterior = potencia_actual;           // Al comienzo de un ciclo, se guarda la potencia del ciclo anterior

// ADQUISICION DE DATOS EN CONVERSOR ADC
// Si el tiempo que ha pasado es mayor o igual que T_ADC
if (micros()- espera_adc >= T_ADC)
{
    espera_adc = micros();                         // micros() indica el tiempo que pasado desde que Arduino está ON
    iregin = calcularIregin();                       // Se calcula y guarda la IREGIN sensada
    iregout = calcularIregout();                     // Se calcula y guarda la IREGOUT sensada
    vregin = calcularVregin();                       // Se calcula y guarda la VREGIN sensada
    vregout = calcularVregout();                     // Se calcula y guarda la VREGOUT sensada
    vbatt = calcularVbatt();                         /      // Se calcula y guarda la VBATT sensada
}

// ACTUALIZACIÓN DEL CICLO DE TRABAJO CON MPPT
// Si el tiempo que ha pasado es mayor o igual que T_ADC
if (micros()- espera_mppt >= T_MPPT)
{
    espera_mppt = micros();
    potencia_actual = calcularPotencia(iregin, vregin); // Se calcula y guarda la potencia del ciclo actual
    vregin_ref += modificarReferencia(potencia_actual, potencia_anterior); // Se calcula y guarda la nueva referencia de tensión
    cicloTrabajo(iregin, iregout, vregin_ref);         // Se modifica el ciclo de trabajo D
}

// COMPROBADOR DE CARGA DE BATERÍA

comprobarBateria(vbatt);                           // Se comprueba si se ha pulsado el botón para encender los LEDs

// COMPROBADOR DE CORRIENTE DE SALIDA

comprobarCarga(iregout);                            // Se comprueba si se ha pulsado el botón para encender los LEDs

// GESTOR DEL MULTIPLEXOR VCC
```

```
    multiplexorVcc(vbatt, vregin);                // Comprueba el estado del sistema y decide que VCC escoger  
  
// GESTOR DEL MULTIPLEXOR USB  
  
    multiplexorUsb(vregin, iregout);              // Comprueba el estado del sistema y decide que VUSB escoger  
  
}
```

ANEXO VI: CÓDIGO DEL BLOQUE ADC

```
/**
 * TFE - Diseño, simulación e implementación de un convertidor conmutado para dispositivos móviles
 * @brief Sistema de control del Cargador Solar.
 * Bloque destinado a:
 * - Sistema de adquisición y procesamiento de datos en el conversor ADC
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

/**
 * @fn calcularIregin()
 * @brief cálculo de IREGIN: Lee el pin analógico correspondiente y convierte la lectura de 0 a 1023 al valor real de la muestra
 */
float calcularIregin()
{
    int iregin_adc = analogRead(IREGIN_PIN);           // 1- Lee el pin analógico
    float iregin = map(iregin_adc, 0, 1023, 0, 8749);   // 2- Procesa la muestra: de 0 - 1023 valores a 0 - 0.8749 A
                                                       // 8749 = (10000*5) / (0.185*Giin), x10000 para conservar la información del float
    return (float)iregin / 10000;                       // 3- Devuelve el valor real de la muestra en A
}

/**
 * @fn calcularIregout()
 * @brief cálculo de IREGOUT: Lee el pin analógico correspondiente y convierte la lectura de 0 a 1023 al valor real de la muestra
 */
float calcularIregout()
{
    int iregout_adc = analogRead(IREGOUT_PIN);         // 1- Lee el pin analógico
    float iregout = map(iregout_adc, 0, 1023, 0, 22299); // 2- Procesa la muestra: de 0 - 1023 valores a 0 - 2.2299 A
                                                         // 22299 = (10000*5) / (0.185*Giout), x10000 para conservar la información del float
    return (float)iregout / 10000;                     // 3- Devuelve el valor real de la muestra en A
}
```

```
/**
 * @fn calcularVregin()
 * @brief cálculo de VREGIN: Lee el pin analógico correspondiente y convierte la lectura de 0 a 1023 al valor real de la muestra
 */
float calcularVregin()
{
    int vregin_adc = analogRead(VREGIN_PIN);           // 1- Lee el pin analógico
    float vregin = map(vregin_adc, 0, 1023, 0, 5000)/ 1000; // 2- Procesa la muestra: de 0 - 1023 valores a 0 - 5000 mV
                                                         // 5000 mV porque el ADC lee de 0 a VCC = 5V
    return (float)vregin/0.33 ;                         // 3- Anula la ganancia del divisor y devuelve el valor real
}

/**
 * @fn calcularVregout()
 * @brief cálculo de VREGOUT: Lee el pin analógico correspondiente y convierte la lectura de 0 a 1023 al valor real de la muestra
 */
float calcularVregout()
{
    int vregout_adc = analogRead(VREGOUT_PIN);          // 1- Lee el pin analógico
    float vregout = map(vregout_adc, 0, 1023, 0, 5000) / 1000; // 2- Procesa la muestra: de 0 - 1023 valores a 0 - 5000 mV
                                                         // 5000 mV porque el ADC lee de 0 a VCC = 5V
    return (float)vregout/0.5 ;                          // 3- Anula la ganancia del divisor y devuelve el valor real
}

/**
 * @fn calcularVbatt()
 * @brief cálculo de VBATT: Lee el pin analógico correspondiente y convierte la lectura de 0 a 1023 al valor real de la muestra
 */
float calcularVbatt()
{
    int vbatt_adc = analogRead(VBATT_PIN);              // 1- Lee el pin analógico
    float vbatt = map(vbatt_adc, 0, 1023, 0, 5000) / 1000; // 2- Procesa la muestra: de 0 - 1023 valores a 0 - 5000 mV
                                                         // 5000 mV porque el ADC lee de 0 a VCC = 5V
    return (float)vbatt;                                // 3- Devuelve el valor real de la muestra en V
}
```

ANEXO VII: CÓDIGO DEL BLOQUE MPPT

```
/**
 * TFE - Diseño, simulación e implementación de un convertidor conmutado para dispositivos móviles
 * @brief Sistema de control del Cargador Solar.
 * Bloque destinado a:
 * - Algoritmo de control MPPT para el convertidor reductor
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

/**
 * @fn calcularPotencia()
 * @brief Calcula la potencia mediante la tensión y corriente de entrada del convertidor calculada
 */
float calcularPotencia(float iregin, float vregin)
{
    return iregin*vregin;
}

/**
 * @fn modificarReferencia()
 * @brief Incrementa/decrementa la referencia de tensión en función de si ha aumentado
 * la potencia respecto al ciclo anterior o no
 */
float modificarReferencia(float potencia_actual, float potencia_anterior)
{
    // Si la potencia ha aumentado no ha variado, se aumenta la referencia
    if (potencia_actual >= potencia_anterior)
        return 1*VREGIN_INC;
    else
        return -1*VREGIN_INC;
}

/**
 * @fn cicloTrabajo()
```



```
* @brief Actualiza el ciclo de trabajo para hacer frente a las variaciones de la referencia
```

```
*/
```

```
void cicloTrabajo(float iregin, float iregout, float vregin_ref)
```

```
{
```

```
    // Calcula D (de 0 a 1) en función de los parametros involucrados
```

```
    float D = (VREGOUT_REF + iregout*RL) / (vregin_ref - iregin*RDSON);
```

```
    // Convierte D (de 0 a 100) a la resolución del Timer1 (de 0 a 160)
```

```
    int Dmap = map((int)(D*100),0,100,0,160);
```

```
    // Actualiza el timer con el nuevo ciclo de trabajo
```

```
    //OCR1A = Dmap;
```

```
    //OCR1B = Dmap;
```

```
}
```

ANEXO VIII: CÓDIGO DEL BLOQUE MUX

```
/**
 * TFE - Diseño, simulación e implementación de un convertidor conmutado para dispositivos móviles
 * @brief Sistema de control del Cargador Solar.
 * Bloque destinado a:
 * - Sistema de control de los multiplexores de potencia
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

/**
 * @fn multiplexorUsb()
 * @brief Activa una u otra entrada del MUX en función de las condiciones del cargador solar
 */
void multiplexorUsb(float vregin, float iregout)
{
    // Cuando VREGIN es lo suficientemente alta como para garantizar 5V a la salida
    // y la corriente IREGOUT es mayor que la que puede proporcionar el powerbank
    // VUSB = VREGOUT
    if (vregin > VREGIN_MIN && iregout > IREGOUT_MIN)
        digitalWrite(MUXVUSBD1_PIN,HIGH);
    // Si no, VUSB = VBATOUT
    else
        digitalWrite(MUXVUSBD1_PIN,LOW);
}

/**
 * @fn multiplexorVcc()
 * @brief Activa una u otra entrada del MUX en función de las condiciones del cargador solar
 */
void multiplexorVcc(float vbatt, float vregin)
{
    // Cuando la carga del powerbank esta por encima del mínimo o la tensión
    // de entrada no es capaz de proporcionar VCC=5V a través del LM7805
    // VCC = VBATOUT
```

```
if (vbatt > VBATT_ROJO || vregin < VREGIN_MIN)
    digitalWrite(MUXVCCD1_PIN,HIGH);
// Si no, VCC = VREGIN
else
    digitalWrite(MUXVCCD1_PIN,LOW);
}
```

ANEXO IX: CÓDIGO DEL BLOQUE LED

```
/**
 * TFE - Diseño, simulación e implementación de un convertidor conmutado para dispositivos móviles
 * @brief Sistema de control del Cargador Solar.
 * Bloque destinado a:
 * - Sistema de visualización de información mediante LEDs
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

/**
 * @fn comprobarBateria()
 * @brief Comprueba si se ha pulsado el botón de activación de los LEDs indicadores de batería
 * y enciende de 1 a 3 LEDs en función de la carga que haya
 */
void comprobarBateria(float vbatt)
{
    // Se comprueba si se ha pulsado el botón de encendido de LEDs
    if(digitalRead(BOTONBATT_PIN) == HIGH)
    {
        // Si la batería está casi llena, se encienden todos los LEDs
        if (vbatt >= VBATT_VERDE)
        {
            digitalWrite(LED_BATT_VERDE_PIN, HIGH);
            digitalWrite(LED_BATT_AMARILLO_PIN, HIGH);
            digitalWrite(LED_BATT_ROJO_PIN, HIGH);
        }
        else
        {
            // Si la batería está a cerca del 50%, se encienden dos LEDs
            if (VBATT_AMARILLO <= vbatt && vbatt > VBATT_VERDE)
            {
                digitalWrite(LED_BATT_VERDE_PIN, LOW);
                digitalWrite(LED_BATT_AMARILLO_PIN, HIGH);
                digitalWrite(LED_BATT_ROJO_PIN, HIGH);
            }
        }
    }
}
```

```
}
else
{
    // Si la batería está casi vacía, se enciende un LED
    if (VBATT_ROJO < vbatt && vbatt > VBATT_AMARILLO )
    {
        digitalWrite(LED_BATT_VERDE_PIN, LOW);
        digitalWrite(LED_BATT_AMARILLO_PIN, LOW);
        digitalWrite(LED_BATT_ROJO_PIN, HIGH);
    }
    // Si la batería está casi vacía, no se enciende ningún LED
    else
    {
        digitalWrite(LED_BATT_VERDE_PIN, LOW);
        digitalWrite(LED_BATT_AMARILLO_PIN, LOW);
        digitalWrite(LED_BATT_ROJO_PIN, LOW);
    }
}
}
}

/**
 * @fn comprobarCarga()
 * @brief Comprueba si se ha pulsado el botón de activación de los LEDs indicadores de corriente de carga
 * y enciende de 1 a 3 LEDs en función de la corriente que haya
 */
void comprobarCarga(float iregout)
{
    // Se comprueba si se ha pulsado el botón de encendido de LEDs
    if(digitalRead(BOTONCARGA_PIN) == HIGH)
    {
        // Si la corriente es cercana a 1A, se encienden todos los LEDs
        if (iregout >= IREGOUT_VERDE)
        {
            digitalWrite(LED_CARGA_VERDE_PIN, HIGH);
        }
    }
}
```

```
    digitalWrite(LED_CARGA_AMARILLO_PIN, HIGH);
    digitalWrite(LED_CARGA_ROJO_PIN, HIGH);
}
// Si la corriente es próxima a 0.5 A, se encienden dos LEDs
else
{
    if (IREGOUT_AMARILLO <= iregout && iregout > IREGOUT_VERDE)
    {
        digitalWrite(LED_CARGA_VERDE_PIN, LOW);
        digitalWrite(LED_CARGA_AMARILLO_PIN, HIGH);
        digitalWrite(LED_CARGA_ROJO_PIN, HIGH);
    }
    // Si hay poca corriente, se enciende un LED
    else
    {
        if (IREGOUT_ROJO < iregout && iregout > IREGOUT_AMARILLO )
        {
            digitalWrite(LED_CARGA_VERDE_PIN, LOW);
            digitalWrite(LED_CARGA_AMARILLO_PIN, LOW);
            digitalWrite(LED_CARGA_ROJO_PIN, HIGH);
        }
        // Si no hay corriente, no se enciende ningún LED
        else
        {
            digitalWrite(LED_CARGA_VERDE_PIN, LOW);
            digitalWrite(LED_CARGA_AMARILLO_PIN, LOW);
            digitalWrite(LED_CARGA_ROJO_PIN, LOW);
        }
    }
}
}
```

ANEXO X: CÓDIGO DEL BANCO DE PRUEBAS PARA ARDUINO

```
/**
 * @brief Sistema para sensar una tensión desde un pin analógico y enviárselo
 * al PC al que esté conectado a través del puerto serie del USB.
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */
#include <Servo.h>
#include <Ultrasonic.h>

/// Declaración de variables

boolean espera;

float X, Y, voltaje, tiempo_min;

/// Definición de funciones

/**
 * @fn setup()
 * @brief Inicializa las variables
 */
void setup()
{ Serial.begin(9600);

  espera = true;
  X = Y = tiempo_min = voltaje = 0;
}

/**
 * @fn loop()
 * @brief Programa principal
 */
void loop()
```



```
{
  voltaje = analogRead(A0);
  tiempo_min += 0.25;           // Muestrea cada 0.25 minutos (15 segundos)

  Y = map(voltaje,0,1023,0,5000); // Mapea los 1024 del ADC de 10 bits a valores entre 0 y 5000 mV
  X = tiempo_min;

  Serial.print(X);             // Pasa por el puerto serie una cadena con el formato
  Serial.print(" ");           // "X Y", donde X=tiempo e Y=tensión
  Serial.println(Y);

  delay(15000);                // Tiempo de espera para el muestro.
}
```

ANEXO XI: CÓDIGO DEL BANCO DE PRUEBAS PARA PROCESSING

```
/**
 * @brief Sistema para representar en un gráfico puntos transferidos
 * a través del puerto serie del USB.
 * @author: Guillermo Corrales Gallego (100303700@alumnos.uc3m.es)
 */

import grafica.*;
import processing.serial.*;

Serial myPort;    // Inicialización del puerto serie
int xPos = 1;     // posición horizontal del gráfico

//Variables para trazar una línea entre el punto actual y el anterior
int lastxPos=1;
int lastheight=0;

//Variables para representar el punto actual a representar
float x_ahora;
int x_antes;

//Variables para guardar el punto anterior representado
float y_ahora;
int y_antes;

//Variables para guardar el punto X e Y transferido por el puerto serie
String x;
String y;

// Inicialización del gráfico y archivo de texto
PrintWriter fichero;
GPlot plot;

/**
```

```
* @fn setup()
* @brief Inicializa las variables
*/
void setup() {
  size(500, 350); // Dimensiones en pixels del gráfico
  background(255); // Color del fondo (255=blanco, 0=negro)

  fichero = createWriter("tiempos.csv"); // Archivo CSV que guardará los datos
  x_ahora=y_ahora=0;
  x_antes=y_antes=0;

  // Muestra una lista de todos los puerto serie para anotar el usado

  println(Serial.list());

  // Configura el puerto serie(this, puerto serie, bitrate)

  myPort = new Serial(this, "/dev/tty.usbmodem411", 9600);
  myPort.bufferUntil('\n'); // genera un evento de puerto serie cada vez que entra un caracter

  // Procesa los puntos para representarlos

  plot = new GPlot(this); // Crea un nuevo gráfico
  plot.setPos(25, 25); // Posiciona el inicio del gráfico en las coordenadas (25,25)

  // Añade título y título de ejes al gráfico
  plot.setTitleText("Ciclo de carga/descarga de un powerbank");
  plot.getXAxis().setAxisLabelText("tiempo (min)");
  plot.getYAxis().setAxisLabelText("Tension (mV)");
}

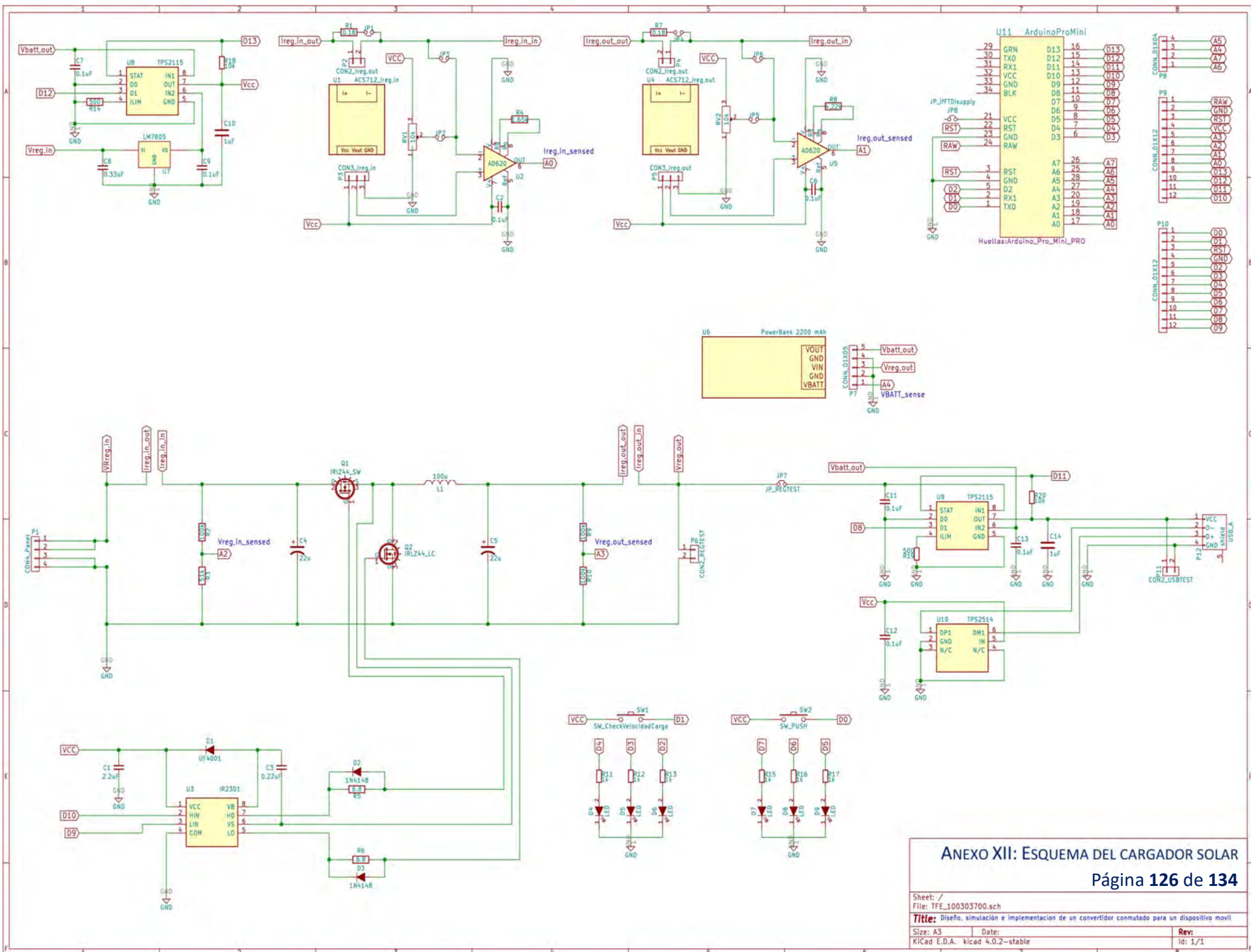
/**
* @fn draw()
* @brief Pinta los puntos sobre el gráfico
*/
```

```
void draw () {  
  
    if (x != null || y != null) {      // Solo si los puntos X e Y tienen datos inicia el proceso  
  
        x_ahora=float(trim(x));        // Convierte el string X enviado por puerto serie en un Float, eliminado posibles espacios  
        y_ahora=float(y);              // Convierte el string Y enviado por puerto serie en un Float  
  
        // Muestra los puntos recogidos por el display de Processing para debug  
  
        System.out.print("X= ");  
        System.out.print(x_ahora);  
        System.out.print(", Y= ");  
        System.out.println(y_ahora);  
  
        // Añade los puntos al gráfico y al archivo CSV  
  
        plot.addPoint(x_ahora,y_ahora); // Carga el punto en el gráfico  
        plot.defaultDraw();             // Muestra el punto en el gráfico  
        fichero.println(x_ahora+","+y_ahora); // Imprime el punto en el CSV  
        fichero.flush();  
  
        // Vacía las variables para que el sistema no grafique nada hasta no recibir un nuevo punto  
  
        x=null;  
        y=null;  
        //delay(15000);                  // Espera 15 segundos al siguiente punto.  
    }  
}  
/**  
 * @fn serialEvent (Serial myPort)  
 * @brief Cuando salta el trigger al recibir algo por el puerto serie,  
 * captura el punto pasado en un String y despues lo procesa  
 */  
  
void serialEvent (Serial myPort) {
```

```
// La String recibida tiene el formato "X Y"
```

```
x = myPort.readStringUntil(' '); // Lee la String hasta toparse con un espacio (de ahí el Trim() en la conversión a Float)
```

```
y = myPort.readStringUntil('\n'); // Lee la String hasta el fin de la cadena
```



16. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ditrendia Digital Marketing Trends, «Informe Ditendria: Mobile en España y en el Mundo 2016,» 14 Julio 2016. [En línea]. Available: <http://www.ditrendia.es/informe-ditrendia-mobile-en-espana-y-en-el-mundo-2016/>. [Último acceso: 10 Agosto 2016].
- [2] Fundación Telefónica, «La Sociedad de la Información en España, 2015,» Editorial Ariel, S.A., Madrid, 2016.
- [3] The Velocity Team, «Velocity,» 3 Diciembre 2015. [En línea]. Available: <https://velocity.us/phone-battery-statistics/>. [Último acceso: 10 Agosto 2016].
- [4] R. L. Joanna Depledge, «Cuidar el clima: Guía de la Convención Marco sobre el Cambio Climático y el Protocolo de Kyoto,» UNFCCC, Bonn, 2005.
- [5] Agencia Central de Inteligencia, The World Factbook, Estados Unidos: Dirección de Inteligencia, 2015.
- [6] Universidad Nacional de Educación a Distancia, «UNED BARBASTRO,» 29 Septiembre 2009. [En línea]. Available: https://www.unedbarbastro.es/ADJUNTO/1254/1254_29_09_2009_10_00_29_TablasdeConversion.pdf. [Último acceso: 12 Agosto 2016].
- [7] Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía, Departamento de Planificación y Estudios , «PROYECTO SECH-SPAHOUSEC : Análisis del consumo energético del sector residencial en España,» IDAE, Madrid, 16 de julio de 2011.
- [8] Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía, Departamento de Planificación y Estudios, «FACTORES DE CONVERSIÓN ENERGÍA FINAL - ENERGÍA PRIMARIA y FACTORES DE EMISIÓN DE CO2 - 2011,» IDAE, Madrid, 2012.
- [9] S. Font, «Xataka Móvil - Samsung Crest Solar E1107 con placas solares,» 12 Junio 2009. [En línea]. Available: <http://www.xatakamovil.com/samsung/samsung-crest-solar-e1107-con-placas-solares>. [Último acceso: 13 Agosto 2016].
- [10] S. Font, «Xataka Móvil - Puma Phone, primeras impresiones,» 16 Febrero 2010. [En línea]. Available: <http://www.xatakamovil.com/otras/puma-phone-primeras-impresiones>. [Último acceso: 13 Agosto 2016].
- [11] J. Penalva, «Xataka - Samsung Blue Earth, teléfono móvil solar que funciona,» 26 Abril 2010. [En línea]. Available: <http://www.xataka.com/analisis/samsung-blue-earth-telefono-movil-solar-que-funciona>. [Último acceso: 13 Agosto 2016].
- [12] L. Bell, «DailyMail Online- Never run out of battery again! Kyocera phone uses 'solar panels' in the screen to charge the handset using sunlight,» 26 Febrero 2016. [En línea]. Available:

<http://www.dailymail.co.uk/sciencetech/article-3465946/Never-run-battery-Kyocera-concept-uses-solar-panels-screen-charge-phone-using-sunlight.html#i-5fd64f33f62cb272>. [Último acceso: 13 Agosto 2016].

- [13] L. Pierotti, «Outdoorgearlab -The Best Portable Solar Panel Review,» 30 Enero 2016. [En línea]. Available: <http://www.outdoorgearlab.com/Solar-Charger-Reviews>. [Último acceso: 14 Agosto 2016].
- [14] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta y E. D. Dunlop, «Solar cell efficiency tables (version 47),» de *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, Wiley, 2016, pp. 3-11.
- [15] R. V. Marcos, «GENERADOR FOTOVOLTAICO,» de *Estudio comparativo de distintas tecnologías fotovoltaicas*, Leganes, UC3M, 2013, pp. 12-15.
- [16] J. M. Sancho Ávila, M. J. Riesco, C. Jiménez Martín, M. C. Sánchez de Cos Escuin, C. J. Monterio y M. López Batolomé, «Atlas de Radiación Solar en España utilizando datos del SAG de Clima de EUMETSAT,» AEMET, 2012.
- [17] Vishay, «Equivalent Series Resistance RESR,» de *Introduction Aluminum Capacitors*, 2014, p. 3/12.
- [18] Atmel Corporation, ATmega48A/PA/88A/PA/168A/PA/328/P Datasheet, San Jose: Atmel Corporation, 2015.